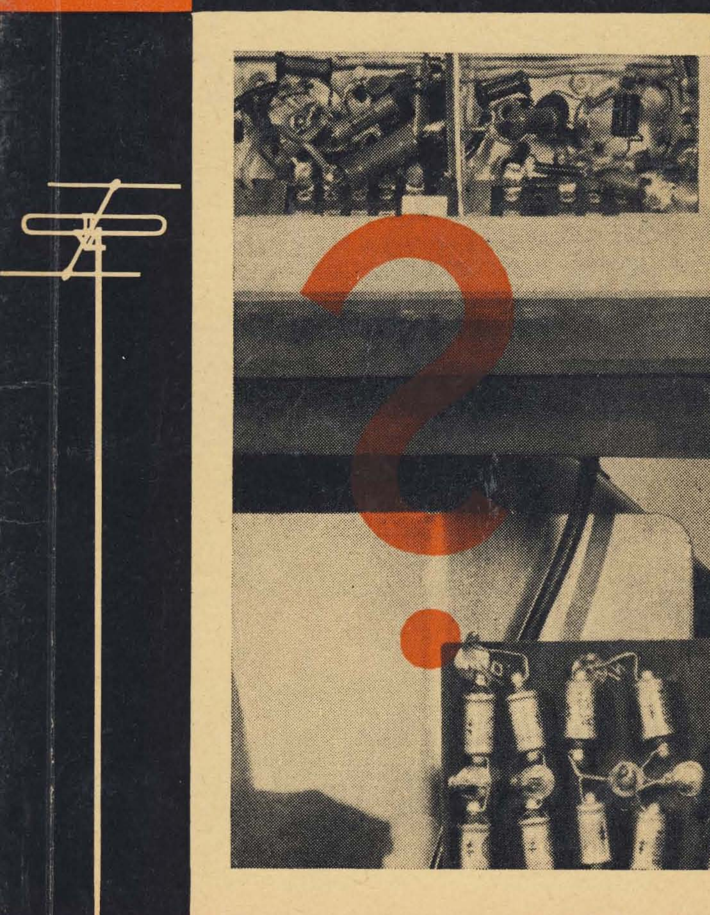
25

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



K. Streng

Niederfrequenzverstärker

Berichtigung

Wir bitten unsere Leser folgende Druckfehler in der vorliegenden Broschüre zu berichtigen:

S. 20

$$C_{g^2} \geqq \frac{1,6}{f_u \cdot R_g{}^2}$$

S. 21

$$C_p = 0,5 + 1,5 + 25 + 1,7\,(1 + 45) = 105,2\,\text{pF}.$$

Folglich

$$A = \sqrt{\left(\frac{105,2 \cdot 94 \cdot 10^3 \cdot 6,28 \cdot 15 \cdot 10^3}{10^{12}}\right)^2 + 1} = 1,36.$$

S. 31

Tabelle 3: Spannungsverstärkung moderner Trioden

Typ	U_b V	R_a MΩ	R_s kΩ	R_k Ω	R_g'*) MΩ	I_a mA	$-U_g$ V	V_u

S. 39

$$\frac{V}{V'} = 1 + 50\,\frac{4 \cdot 10^3}{2,5 \cdot 10^5} = 1,8\,;$$

S. 53 Am Ende des vorletzten Absatzes muß es richtig heißen: „... Ausgangsspannung $U_a \sim$."

S. 90

8.1 Umrechnung vom linearen Verhältnis in Dezibel

dB	$U_1:U_2$	$N_1:N_2$	dB	$U_1:U_2$	$N_1:N_2$
0,1	1,01	1,02	5,0	1,78	3,16
0,2	1,02	1,05	6,0	2,00	3,98
0,3	1,04	1,07	7,0	2,24	5,01
0,4	1,05	1,09	8,0	2,51	6,31
0,5	1,06	1,12	9,0	2,82	7,94
0,6	1,07	1,15	10	3,16	10

usw.

S. 92

Wicklung VI: wie Wicklung II, Anschlüsse an 14 und 15

Berichtigungszettel zur Broschüre „Niederfrequenzverstärker" von Klaus K. Streng.

5/I/62 — 650/1997

Der praktische Funkamateur · Band 25

Niederfrequenzverstärker

KLAUS K. STRENG

Niederfrequenzverstärker



VERLAG SPORT UND TECHNIK · 1962

VORWORT

Diese Broschüre wendet sich nicht an Fachleute. Sie ist für Menschen aller Altersstufen bestimmt, die das Herumexperimentieren, das Basteln und den Selbstbau von Geräten als Sport auffassen. Speziell wendet sie sich an die Tonbandamateure sowie die zahlreichen Funkamateure der Gesellschaft für Sport und Technik, die vielfach mit NF-Verstärkern zu tun haben.

Es war unmöglich, alle Probleme des behandelten Gebietes aufzugreifen, alle Grundschaltungen zu zeigen, ohne den Rahmen der Broschüre zu sprengen. Bewußt wurden Allstromverstärker fortgelassen, da sie — wenn sie einwandfrei funktionieren und zugleich den Sicherheitsbestimmungen entsprechen sollen — nur schwer vom Amateur zu verwirklichen sind. Ebenso wurde auf eine ausführliche Behandlung der Klangreglerschaltungen verzichtet, da diese sich stark nach den verwendeten Lautsprechern und ihrer Anordnung richten bzw. eine Geschmacksfrage darstellen. Auch Transistorschaltungen wurden nicht erwähnt, da größere Leistungstransistoren z. Z. für den Amateur im Handel nicht erhältlich sind. Trotzdem hoffe ich, daß nachstehende Schaltungen, Regeln und Winke dem interessierten Leser entsprechende Anregungen vermitteln.

Dem VEB (K) Elektroakustik Hartmannsdorf und den Redaktionen der Fachzeitschriften „funkamateur“ sowie „radio und fernsehen“ sage ich meinen herzlichen Dank für die Überlassung von Unterlagen.

Berlin, im November 1961

Klaus K. Streng

1. DIE EINTEILUNG DER NF-VERSTÄRKER

Niederfrequenzverstärker benutzt man für die verschiedensten Zwecke; und je nach ihrem Verwendungszweck werden sie für eine mehr oder weniger hohe Leistungsabgabe entwickelt. Ein Verstärker, der eine große Endleistung aufweist, braucht jedoch keine große Spannungsverstärkung zu besitzen – und umgekehrt. Wir wollen deshalb gleich zu Beginn die Verstärker „einteilen". Dazu gibt es zwei verschiedene Methoden – Einteilung nach dem Verwendungszweck und Einteilung nach der Ausgangsleistung.

Wir unterscheiden

a) Vorverstärker für Mikrophone, Tonabnehmer usw.	– sehr kleine Leistung, große Spannungsverstärkung;
b) Verstärker für die Wiedergabe in Wohnräumen	– Leistung bis zu max. 10 W, Spannungsverstärkung etwa 100 (bezogen auf Anode der Endröhre [n]);
c) Verstärker für Lautsprecheranlagen und zur Anodenmodulation von Amateursendern	– Leistung 10 bis 100 W, Spannungsverstärkung wie unter b).

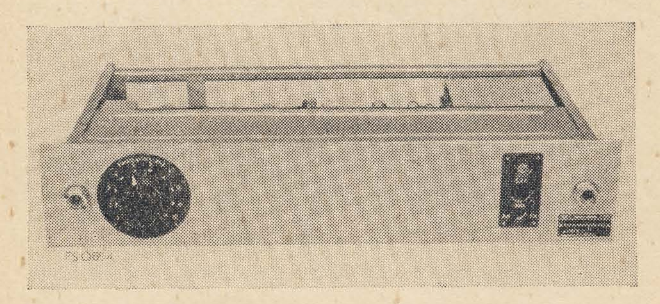


Bild 1. Moderner 10-W-Einschubverstärker des VEB Funkwerk Köpenick

Darüber hinaus gibt es Großverstärkeranlagen, besonders hochleistungsfähige NF-Stufen (einige 100 kW) zur Modulation von Großsendern, oder Verstärker für spezielle Anwendungsgebiete, die uns jedoch hier nicht interessieren: Für unsere Zwecke genügt die Einteilung a) bis c) vollkommen.
Besonders für Verstärker unter b), zuweilen aber auch bei Geräten unter c) gilt dies; hier sind oft ein bzw. mehrere Vorverstärker gemäß a) bereits eingebaut. Das hat Vor- und Nachteile. Für den Laien ist es natürlich bequem, wenn er ein einziges Gerät besitzt, das „alles besorgt". Auch die lästigen Zwischenverbindungen fallen bei einem derartigen Universalverstärker fort.
Dem stehen die Vorteile der Einzelverstärker gegenüber: Jedes Gerät kann im Bedarfsfall allein verwendet werden. Bei Umbauten oder Erweiterung der Anlage (ein Fall, der sich beim Amateur oft ergibt) erleichtert diese Lösung die Arbeit. Für die kommerzielle Technik kommt hinzu, daß bei Ausfall und Reparaturen nicht die gesamte Anlage stillgelegt, sondern nur ein Teil ausgewechselt werden muß (z. B. Einschubverstärker nach Bild 1 im Gestell). Das ist für den Amateur allerdings von untergeordneter Bedeutung, denn er braucht im allgemeinen nur einen Verstärkersatz.
Beide Bauarten haben somit ihre Berechtigung, und es gilt, vor dem Bau einer Verstärkeranlage die technischen und ökonomischen Argumente für oder gegen die Einzel- oder Universalverstärker abzuwägen.
Ein technischer Vorteil der Einzelverstärker kommt besonders bei Verstärkern mit großer Leistung entsprechend c) unserer Einteilung hinzu: Es macht oft Schwierigkeiten, die Anodenspannungsversorgung von Vorverstärkern und Leistungsstufen genügend zu entkoppeln. Ungenügende Entkopplung äußert sich aber in Pfeifen oder „Blubbern" („motor-boating").

1.1 Der Frequenzbereich der NF-Verstärker

Der Frequenzbereich, den der NF-Verstärker übertragen soll, richtet sich in erster Linie nach dessen Verwendungszweck. Zur Übertragung von Sprache genügt bereits ein Bereich von 300 bis 3400 Hz. Zwar „klingt" die übertragene Sprache dann nicht sehr natürlich, doch für die Verständlichkeit reicht der Bereich aus.
Besser (d. h. mit größerer Wiedergabetreue) ist ein Fre-

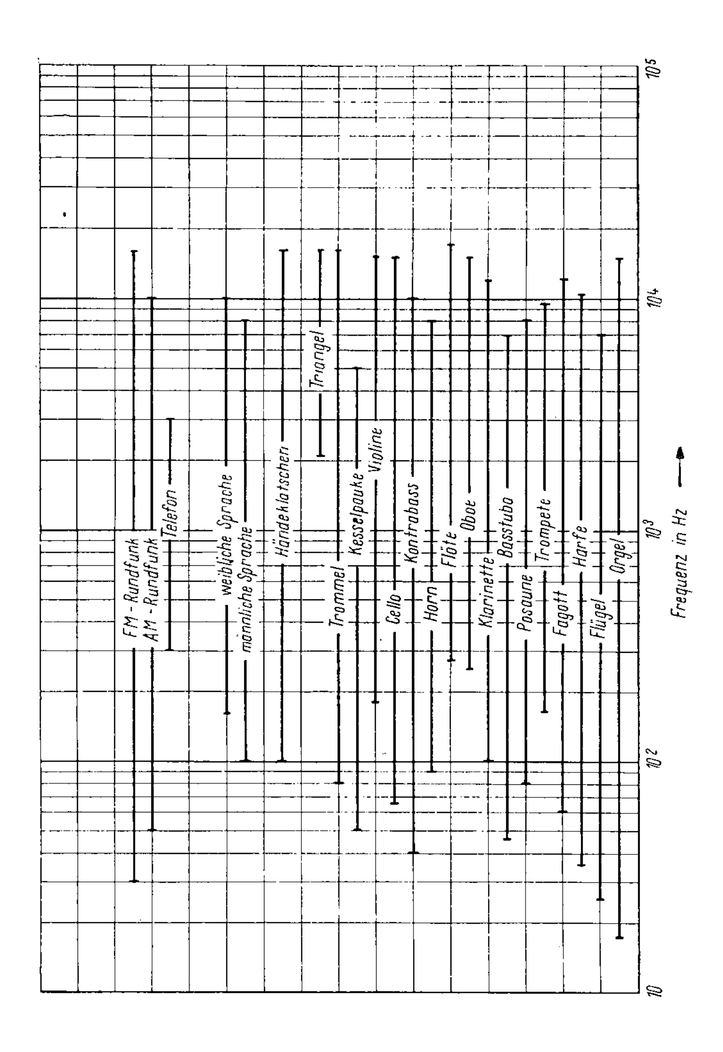


Bild 2. Der Frequenzumfang einiger Musikinstrumente

quenzbereich von etwa 100 bis 8000 Hz, der sogar bescheidenen Ansprüchen bei Musikübertragung genügt. Der AM-Rundfunk überträgt bereits etwa 50 bis 10 000 Hz, der FM-Rundfunk (UKW) sogar 30 bis 16 000 Hz. Der zuletzt genannte Umfang dürfte allen Ansprüchen bei Musikübertragungen gerecht werden. Für ihn sollte man grundsätzlich alle Tonfrequenzverstärker auslegen (Ausnahme: Modulationsverstärker für Amateursender o. ä.).

Bild 2 zeigt den Frequenzumfang der wichtigsten Musikinstrumente. Grundsätzlich können wir uns merken, daß die tiefen und mittleren Frequenzen die Melodie eines Musikstückes bilden (Grundtöne), während die hohen Frequenzen (Obertöne) die Klangfarbe der einzelnen Instrumente bestimmen.

Bevor man mit dem Aufbau eines NF-Verstärkers beginnt, muß man sich darüber klar sein, welchen Frequenzbereich er übertragen soll. Dazu geben die vorstehenden Ausführungen einige Anhaltspunkte. Sie reichen hingegen nicht aus zur exakten Definition, denn sie geben keine Auskunft, um wieviel leiser die „Eck"-Frequenzen gegenüber den mittleren Frequenzen maximal sein dürfen oder, technisch ausgedrückt, welcher Leistungs- bzw. Spannungsabfall bei den Eckfrequenzen, d. h. an der unteren und oberen Begrenzung des Übertragungsbereiches, gegenüber der Bezugsfrequenz auftreten darf.

Wer schon einmal mit der NF-Technik zu tun hatte, kennt den früher in diesem Punkt oft verwendeten Begriff der Grenzfrequenz.

Bei dieser durfte die Spannung am Ausgang auf 70,7 Prozent der Spannung bei 800 bzw. 1000 Hz, also um 3 dB, abgefallen sein, wenn die Eingangsspannung über den gesamten Übertragungsbereich konstant gehalten wird. Unseren heutigen Ansprüchen erscheint dieser Abfall entschieden zu groß. Bei hochwertigen Studioverstärkern wird heute für die Eckfrequenzen ein Abfall auf 90 bis 99 Prozent der Spannung bei der Bezugsfrequenz, also um 0,1 bis 1 dB, zugelassen.

Auch wir wollen davon ausgehen, daß nur etwa 5 Prozent (0,5 dB) als größter Abfall zugelassen sind.

Statt der unbequemen Rechnung mit den Faktoren rechnet man lieber mit dem Dämpfungsmaß Dezibel (Tabelle im Anhang). Dazu bildet man das Verhältnis

N_1/N_2 bzw. U_1/U_2, wobei der erste Wert stets der größere ist, d. h., der Bruch wird größer als 1. Es ist dann

$$b \text{ in dB} = 10 \log N_1/N_2 \text{ bzw. } 20 \log U_1/U_2.$$

Zur Kennzeichnung einer Dämpfung wird ein Minuszeichen vor den dB-Wert gesetzt. Der Vorteil hierbei ist, daß man die verschiedenen Abfälle (bei der gleichen Frequenz) nur zu addieren braucht, um den Gesamtabfall zu erhalten.

B e i s p i e l : Die Frequenzabhängigkeit eines Plattenspielers betrage ± 1 dB, die des Vorverstärkers ± 0,2 dB, die des Endverstärkers ± 0,8 dB. Wie groß ist der Gesamtfrequenzgang der Anlage (ohne Lautsprecher)?

L ö s u n g : 1 + 0,2 + 0,8 = 2,0 dB.

Das ist der größte Wert, der auftreten kann, denn meist liegen die Frequenzgänge nicht alle in der gleichen Richtung (d. h. nach Minus oder Plus). Im linearen Maßstab (Tabelle im Anhang) ausgedrückt, bedeutet das: Die übertragene Spannung kann maximal die Werte 0,8 bis 1,26 des Sollwertes (bei 1000 Hz) erreichen!
Unter dem Begriff des „Frequenzganges" versteht man die Abfälle der Ausgangsspannung bei den Eckfrequenzen gegenüber der Spannung bei der Bezugsfrequenz. Sie werden in der Fachliteratur als „lineare Verzerrungen" bezeichnet.

1.2 Die nichtlinearen Verzerrungen

In jedem Verstärker entstehen nichtlineare Verzerrungen, d. h., am Ausgang des Verstärkers treten Frequenzen auf, die am Eingang nicht vorhanden waren. Gehörmäßig wirkt sich das so aus, daß das übertragene Klangbild nicht mehr natürlich klingt, bei größeren Verzerrungen klingen die Töne rauh, blechern usw.
Charakteristisch für die nichtlinearen Verzerrungen ist, daß die neu entstandenen Frequenzen in einem ganz bestimmten Zusammenhang zu den Originalfrequenzen stehen, die am Eingang des Verstärkers vorhanden waren. So entstehen Oberwellen, deren Frequenzen immer ein ganzzahliges Vielfaches der Originalfrequenz sind. Eine verzerrte 400-Hz-Frequenz bildet die zusätzlichen Frequenzen 800, 1200, 1600, 2000, 2400 Hz usw.
Als Maß für die nichtlinearen Verzerrungen hat man u. a. den Begriff des „Klirrfaktors" eingeführt. Er wird definiert als „das Verhältnis der geometrischen Summe

der Effektivwerte der Grundwelle und Oberwellen". Dieses Verhältnis wird mit einer sogenannten Klirrfaktormeßbrücke gemessen.
Außer der Klirrfaktormessung, die ein „Eintonverfahren" ist, da jeweils nur mit einer Grundfrequenz gemessen wird, gibt es sogenannte Doppeltonverfahren, bei denen zwei Frequenzen, die einen bestimmten Abstand voneinander haben, zur Messung benutzt werden. Diese Verfahren, die vor allem im Labor angewendet werden, sind darin begründet, daß Sprache und Musik, die der Verstärker übertragen soll, Frequenzgemische sind.
Der Amateur hat selten Gelegenheit, seine Geräte mit einer derartigen Einrichtung messen zu können, und ist deshalb meist auf sein Gehör oder — was weitaus genauer ist — auf die Beobachtung der Ausgangsspannung an einem Oszillographen angewiesen. Verzerrungen über etwa 5 Prozent machen sich in einer deutlichen Abweichung der Ausgangsspannung von der (idealen) Sinusform bemerkbar.
Wissenwert ist, daß die einzelnen Bauelemente verschiedene Oberwellen erzeugen. Trioden erzeugen vorwiegend geradzahlige Oberwellen (2 f, 4 f usw.), Pentoden und Übertrager in erster Linie ungeradzahlige Oberwellen (3 f, 5 f usw.). Da die Gegentaktschaltungen die geradzahligen Oberwellen weitgehend unterdrücken, ist die Gegentakt-Triodenstufe die verzerrungsärmste. Leider ist ihr Wirkungsgrad so schlecht, daß man sie nur selten verwendet.
Der für die Übertragung maximal zulässige Klirrfaktor richtet sich nach den Ansprüchen und der Art der Übertragung. Tabelle 1 gibt eine Übersicht über die dem heutigen Stand der Technik entsprechenden Richtwerte.

Tabelle 1: Maximal zulässige Klirrfaktoren

Sprechfunk, Telefon	10 %
Lautsprecherübertragung von Reportagen und Ansprachen	5 %
Studiotonbandgerät („über Band" gemessen)	3 %
amplitudenmodulierter Rundfunksender	4 %
frequenzmodulierter Rundfunksender	1 %
Vorverstärker für Studiozwecke	0,1 bis 0,2 %
hochwertiger Endverstärker	0,5 bis 1,5 %

Die Werte beziehen sich auf mittlere Tonfrequenzen (um 1000 Hz) und auf die maximale Ausgangsspannung bzw. -leistung. Bei geringerer Ausgangsspannung (-leistung) nimmt der Klirrfaktor in allgemeinen schnell ab. Die Frequenzabhängigkeit des Klirrfaktors ist schwer zu definieren, da im Musik- und Sprachespektrum bei tiefen und hohen Frequenzen niemals die volle Ausgangsspannung auftritt. Für unsere Zwecke reicht die Angabe des Klirrfaktors bei mittleren Frequenzen völlig aus.

1.3 Die Dynamik

Schließt man ein empfindliches Röhrenvoltmeter an den Ausgang eines (eingeschalteten) Verstärkers an, so mißt man immer eine, wenn auch sehr kleine Spannung — selbst wenn der Eingang des Verstärkers kurzgeschlossen ist. Man bezeichnet diese Spannung, die nutzlos für die Übertragung ist, als Fremdspannung. Sie setzt sich vor allem aus dem Netzbrummen und dem Rauschen der ersten Verstärkerröhren zusammen.
Diese Spannung muß sehr klein sein, damit leise Stellen der Wiedergabe nicht in ihr untergehen. Während also der lauteste Wiedergabepegel durch die Endleistung (und damit durch die Aussteuerfähigkeit der Endröhren) bestimmt wird, zieht beim leisesten die Fremdspannung die Grenze. Das Verhältnis zwischen beiden Pegeln bezeichnet man als Dynamik.
Hier kommt uns die Rechnung mit dem Dezibel zugute, da es sich um sehr große Verhältnisse handelt. Tabelle 2

Tabelle 2: Dynamik einiger Übertragungen und Darbietungen

	logarithmisches Maß	linearer Maßstab (etwa)
Sprache	23 dB	14:1
Tanzmusik	30 dB	32:1
Unterhaltungsmusik	40 dB	100:1
großes Sinfonieorchester mit Chor	bis 90 dB	32 000:1
Normalrillen-Schallplatten	45 dB	180:1
Mikrorillenplatte	52 dB	400:1
Studio-Tonbandgerät	60 dB	1 000:1
Tonfilm (Lichtton)	40 dB	100:1
ausgezeichneter NF-Verstärker	80 ... 90 dB	10 000 ... 32 000:1

gibt eine Übersicht über die Dynamik verschiedener Darbietungen bzw. technischer Speicher. In ihr ist neben der dB-Angabe noch einmal die des linearen Verhältnismaßes angeführt.

Wie aus der Tabelle 2 ersichtlich, wird eine Dynamik von 70 dB allen Ansprüchen des Amateurs gerecht. Erfahrungsgemäß liegt hier auch die Grenze dessen, was sich ohne zusätzlichen Aufwand mit einem NF-Verstärker erreichen läßt.

Da das menschliche Ohr nicht für alle Tonfrequenzen gleich empfindlich ist, mißt man die Fremdspannung gern über ein entsprechendes „Bewertungsfilter". Die so gemessenen Werte werden als „Geräuschspannung" bezeichnet und stellen ein besseres Maß für die Dynamik einer Übertragungskette dar. Die Geräuschspannung ist erfahrungsmäßig um 10 bis 20 dB kleiner als die Fremdspannung desselben Gerätes.

Es ist im übrigen sinnlos — da völlig unwirtschaftlich —, die Dynamik eines Verstärkers viel größer zu machen als die der Tonfrequenzquelle. Die Qualität jeder Übertragung wird durch die Eigenschaften des s c h l e c h t e s t e n Übertragungsgliedes bestimmt — das gilt auch in bezug auf Frequenzabhängigkeit und Klirrfaktor.

2. ALLGEMEINE HINWEISE FÜR DEN SELBSTBAU VON NF-VERSTÄRKERN

Verbreitet ist die Auffassung, daß NF-Verstärker leicht zu bauen seien, daß bei ihnen im Vergleich zu den HF-Stufen in Sendern und Empfängern überhaupt keine Schwierigkeiten in bezug auf Leitungsverlegung usw. auftreten können. Das trifft nur sehr bedingt zu.

Sobald es sich um die Verstärkung sehr kleiner Nutzspannungen handelt (wie sie z. B. von einem dynamischen Mikrophon abgegeben werden), sind NF-Verstärker gegen Einstreuungen viel empfindlicher als HF-Stufen. Unsere Rundfunkgeräte verarbeiten Eingangsspannungen von einigen Mikrovolt bis zu einigen Millivolt. Ein Niederfrequenzverstärker, der die gleichen Spannungen verstärken sollte, wäre ungeheuer brummempfindlich. Schon 1 cm unabgeschirmte Leitung kann das einwandfreie Arbeiten des Verstärkers in Frage stellen.

Auch die Verlegung der Heizleitung ist in HF-Stufen relativ unkritisch. In NF-Verstärkern kann sie ein Problem werden. In Anfangsstufen für sehr kleine Eingangsspannungen (unter 5 mV) ist man meist sogar genötigt, die Röhre mit Gleichspannung zu heizen! Entscheidend für die Empfindlichkeit jedes Verstärkers gegen Einstreuungen ist stets die Verstärkung, die hinter der betreffenden Stufe folgt.
Bedingt durch die völlig andere Frequenzlage, gibt es eine Reihe von Gesichtspunkten beim Bau von NF-Verstärkern, die zu beachten sind. Wir wollen die wichtigsten aufzählen:

1. Alle „heißen", also NF-Spannung führenden Leitungen, besonders in den ersten Stufen, sind so kurz wie möglich zu halten, auch wenn sie abgeschirmt sind.

2. Alle heißen Leitungen über max. 5 cm Länge sind abzuschirmen (Ausnahme: Anodenleitung, Leistungsstufe).

3. Die Minusleitungen der einzelnen Stufen sind nicht an Masse zu führen, sondern an eine „Null-Volt-Leitung" möglichst großen Querschnitts in der Reihenfolge ihrer elektrischen Funktion (siehe Bild 3a). Die Null-Volt-Leitung ist am Eingang an e i n e m Punkt mit Chassis zu verbinden.

4. Abschirmungen sind dagegen auf kürzestem Wege und nur am Punkt des kleinsten Nutzpotentials an Masse zu legen. Abschirmungen von Leitungen sind gegen zufällige Berührungen mit dem Chassis zu isolieren (Bild 3b).

5. Der Außenbelag von Koppel- und anderen Kondensatoren ist stets an den Punkt des kleineren Potentials zu schalten.

6. Heizleitungen sind zu verdrillen und weit von NF-Leitungen zu verlegen. Keinesfalls darf die Null-Volt-Leitung als Rückleitung für den Heizstrom verwendet werden.

7. Ausgangs-, Netz- und Eingangstransformatoren sowie Siebdrosseln sind nicht unmittelbar nebeneinander anzuordnen, ihre magnetischen Achsen sind um 90° gegeneinander zu drehen (Bild 3c).

8. Dem Aufbau und der Schaltung der Eingangsstufe ist besondere Sorgfalt in bezug auf Einstreuungen zu widmen.

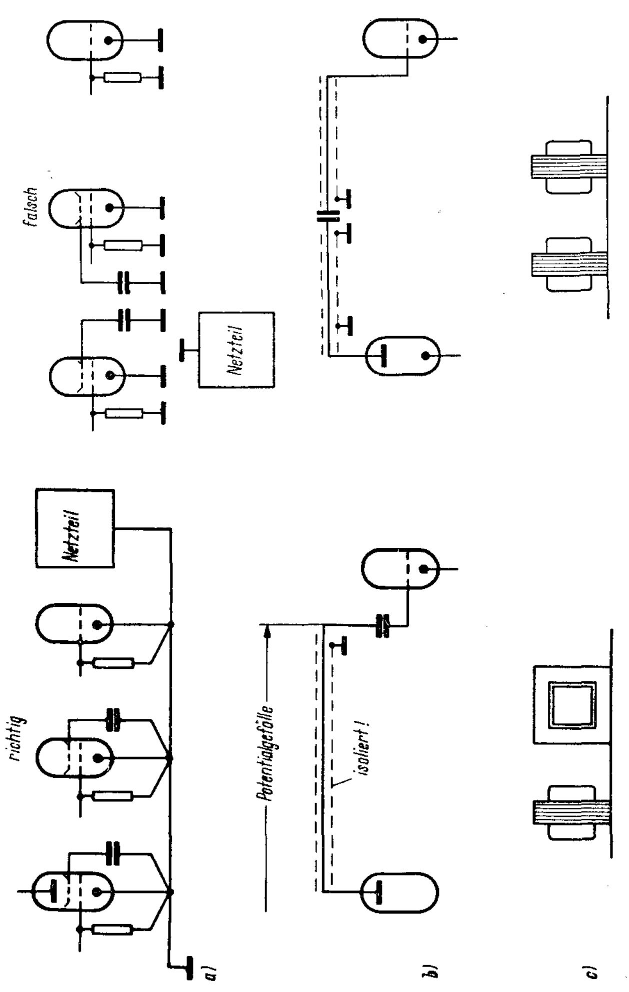


Bild 3. Richtiger und falscher Aufbau des NF-Verstärkers (siehe Text)

Diese „eisernen Regeln“ wollen wir beachten. Aus den Bildern sind bereits eine Reihe von Erläuterungen zu entnehmen. Dennoch soll die Notwendigkeit der getrennten Null-Volt-Leitung kurz erklärt werden:

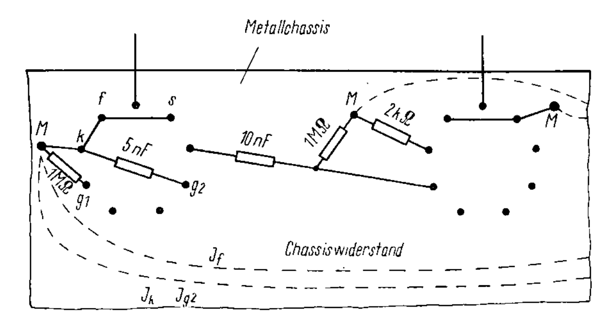


Bild 4. Falsche Verdrahtung im NF-Verstärker

In Bild 4 sehen wir eine Leitungsverlegung, wie sie in der HF-Technik denkbar wäre. Die einzelnen Ströme durch das Chassis (punktiert) bewirken jedoch – wie an jedem anderen Leiter – einen Spannungsabfall. So ruft der relativ starke Heizstrom der ersten Röhre einen größeren Spannungsabfall hervor, der geringe Katodenstrom einen geringeren usw. Wie sich das auswirkt, zeigt Bild 5. Der Spannungsabfall des Heizstromes der ersten Röhre im Chassis wird in die Gitterleitung der

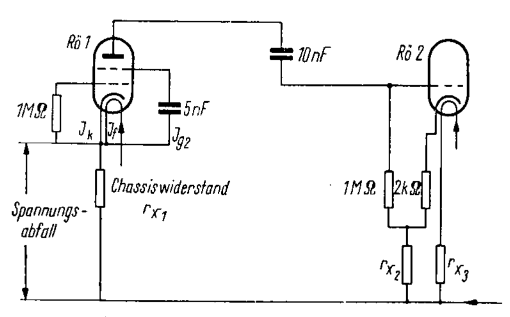


Bild 5. Ersatzschaltbild der Verdrahtung in Bild 4

zweiten Röhre eingekoppelt (Beispiel). Da seine Frequenz 50 Hz beträgt und er außerdem noch zahlreiche Oberwellen enthält, hört man ihn im Lautsprecher am Ausgang des Verstärkers.
Daß dies tatsächlich der Fall sein kann, wollen wir durch eine kleine Rechnung beweisen:
Angenommen, der Widerstand r_{x1} beträgt 10 mΩ (ein mΩ ist der tausendste Teil eines Ohms). Der Heizstrom der Röhre soll 0,3 A sein. Der Spannungsabfall beträgt dann

$$0{,}3\ \mathrm{A} \cdot 0{,}01\ \Omega = 0{,}003\ \mathrm{V} = 3\ \mathrm{mV}.$$

Bei einer Eingangsspannung von 100 mV an der zweiten Röhre beträgt dann die eingekoppelte Brummspannung ein Dreiunddreißigstel und macht sich bereits äußerst störend in der Wiedergabe bemerkbar.
Außer dem Heizstrom kann auch der Katodenstrom einer Röhre zu ähnlichen Erscheinungen führen, wenn die Verstärkung längs des gemeinsamen Chassisstückes groß genug ist.
Deshalb trennt man Chassis und Null-Volt-Leitung und führt die einzelnen Stufen streng der Reihenfolge nach an die Null-Volt-Leitung. Diese wird so mit dem Chassis verbunden, daß dort, wo der Verstärker am brummempfindlichsten ist, die kleinste Spannungsdifferenz zwischen ihr und dem Chassis entsteht, also am Eingang.
Ein Wort noch zur Erdung beim Vorhandensein mehrerer Geräte (Plattenspieler, Vorverstärker, Endverstärker o. ä.). Hier kann man auf zweierlei Art verfahren:
Die Serienerdung. Ein Metallchassis wird mit dem anderen verbunden, der Anschluß an die Erdleitung erfolgt am empfindlichsten Gerät (hier am Plattenspieler).
Die Sternerdung. Hierbei wird jedes Metallchassis getrennt mit der Erdleitung an einem „Sternpunkt" verbunden.
In beiden Fällen ist die Abschirmung der Verbindungsleitungen nur am Eingang des folgenden Gerätes zu erden (Beispiel: Leitung vom Plattenspieler zum Vorverstärker, Abschirmung an Vorverstärkerchassis usw.).
Keinesfalls darf eine Leitungsabschirmung als Erdverbindung von zwei Geräten verwendet werden, weil sonst die Erdströme ein Brummen in die Leitung induzieren; man würde also genau das Gegenteil dessen erreichen, was durch die Abschirmung beabsichtigt war.
Zur Erdung einer größeren Anlage empfiehlt es sich,

ein Blockschaltbild aufzustellen und Abschirmungsverbindungen und Erdanschlüsse nach den oben erläuterten Grundsätzen einzuzeichnen und dann auszuführen. Man spart so eine Menge Arbeit und Mühe.

2.1 Die frequenzabhängigen Glieder des Verstärkers

In allen Verstärkern gibt es — gewollt oder ungewollt — frequenzabhängige Glieder, die den Übertragungsbereich (siehe S. 2) begrenzen. Neben dem Ausgangsübertrager sind dies vor allem Kapazitäten. Zur Dimensionierung der einzelnen Glieder muß man die gesamte zugelassene Frequenzabhängigkeit des Verstärkers auf die einzelnen frequenzabhängigen Glieder aufteilen, da sich ihr Einfluß summiert. Bei tiefen Frequenzen wird

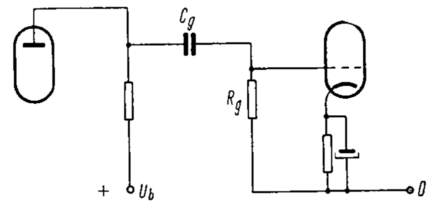


Bild 6. Das Kopplungsglied R_g/C_g ist für die Übertragung der tiefen Frequenzen entscheidend

der Übertragungsbereich durch den Einfluß von Kopplungskondensatoren zwischen den einzelnen Stufen und den auf sie folgenden Widerständen (Gitterableitwiderständen) begrenzt (Bild 6). Den Abfall bei der tiefsten Übertragungsfrequenz berechnet man mit

$$A = \sqrt{\frac{\left(\frac{10^{12}}{2\pi \cdot f_u \cdot C_g}\right)^2 + R_g^2}{R_g^2}}$$

oder den Kopplungskondensator bei bekanntem Abfall mit

$$C_g = \frac{10^{12}}{\sqrt{(A \cdot R_g)^2 - R_g^2} \cdot 2\pi f_u}.$$

Hierin bedeuten: R_g = Gitterableitwiderstand in Ω,

C_g = Kopplungskondensator in pF,

A = Abfall am RC-Glied U_2/U_1, also größer als 1.

Da das Rechnen umständlich ist, sei auf die Kurven im Anhang hingewiesen, mit denen sich R_g und C_g rasch bestimmen lassen.

Beispiel: Der Gitterableitwiderstand einer Stufe beträgt 1 MΩ. Wie groß muß der Kopplungskondensator C_g sein, wenn die Spannung bei 30 Hz nur um etwa 1 Prozent gegenüber der Spannung bei mittleren Frequenzen abgefallen sein darf?

Lösung:
$$C_g = \frac{10^{12}}{\sqrt{(1{,}01 \cdot 10^6)^2 - (10^6)^2} \cdot 6{,}28 \cdot 30}$$
$$= 3{,}76 \cdot 10^4 \text{ pF} \approx 38 \text{ nF}.$$

Man wählt den nächstgrößeren Normwert 50 nF.
Außer dem Koppelglied hat auch der Kondensator parallel zum Katodenwiderstand einen Einfluß. Seine Berechnung ist nicht ganz so einfach. Wir verwenden die Faustformel

$$C_k \geqq \frac{5{,}7 \cdot S \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot f_u}.$$

Hierin ist für S die Steilheit der Röhre in mA/V einzusetzen. Den Kondensator erhält man in F.

Beispiel: Wie groß wählt man den Katodenkondensator der Röhre EL 95 für die untere Übertragungsfrequenz 50 Hz?

Lösung: Die Steilheit der EL 95 beträgt 5 mA/V (Röhrenkatalog), daraus die Mindestgröße für C_k:

$$C_k = \frac{5{,}7 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 50} = 9 \cdot 10^{-5}\text{ F} \approx 90\ \mu\text{F}.$$

Man macht den Kondensator mindestens 100 µF groß, besser sind 250 µF.
Auch der Schirmgitter-Entkopplungskondensator in den

Vorstufen trägt zur Frequenzabhängigkeit der Verstärkung bei tiefen Frequenzen bei. Wir rechnen mit der Faustformel

$$C_{g^2} \geqq \frac{1{,}6}{f_u \cdot R_g{}^2}$$

wobei sich beim Einsetzen des Schirmgitterwiderstandes R_{g2} in MΩ, der Wert des Schirmgitterkondensators C_{g2} in μF ergibt.

Beispiel: Eine Röhre EF 86 wird mit $U_b = 100$ V, $R_{g2} = 1{,}2$ MΩ, $R_a = 0{,}3$ MΩ betrieben. Wie groß muß C_{g2} für eine tiefste Übertragungsfrequenz von 30 Hz bemessen werden?

Lösung: $C_{g2} = \frac{1{,}6}{30 \cdot 1{,}2} = 0{,}044\ \mu F.$

Man wählt den Schirmgitterkondensator mindestens 50 nF, auch hier ist eine großzügige Bemessung zu empfehlen (0,1 μF oder größer).

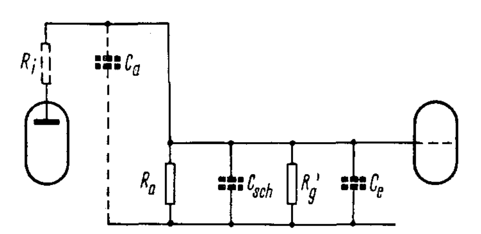


Bild 7. Die für die Übertragung der hohen Frequenzen wichtigen Größen

Wesentlich einfacher ist die Berechnung des Verstärkungsabfalles bei der oberen Frequenzgrenze. Hier ist (Bild 7) die Parallelschaltung von R_i und R_a sowie von R_g der Folgeröhre und die Summe von c_a, c_e der Folgeröhre und der Schaltkapazität c_{sch} von Bedeutung.

c_a ist aus der Röhrentabelle bzw. einem Röhrenbuch zu entnehmen, ebenso kann man für c_e bei Pentoden den Wert dort entnehmen; bei Trioden ist zu diesem Wert die Größe c_{ag} $(1 + V)$ zu addieren.

Wir fassen die einzelnen Glieder zu R_p und C_p zusam-

men. Dann berechnet sich der Verstärkungsabfall A zu:

$$A = \sqrt{\left(\frac{C_p \cdot R_p \cdot 2\pi f_o}{10^{12}}\right)^2 + 1}$$

bzw. die zulässige Kapazität C_p:

$$C_p = \frac{\sqrt{A^2 - 1} \cdot 10^{12}}{R_p \cdot 2\pi f_o}$$

(R_p in Ω und C_p in pF). A ist wieder der Abfall U_2/U_1, hier gilt er allerdings für die obere Übertragungsfrequenz.

Als Erfahrungswert für die Schaltkapazität c_{sch} kann man (bei sorgfältiger Verdrahtung und kurzen Leitungen) 20 bis 30 pF einsetzen.

Beispiel: Wie groß ist der Abfall bei 15 kHz bei einer Röhre E(C)C 83 mit V = 45 und R_a = 0,25 MΩ?

Lösung: Aus der Röhrentabelle entnehmen wir die Werte $R_i \approx 150$ kΩ (im Arbeitspunkt), c_a = 0,5 pF, c_e = 1,5 pF, c_{ag} = 1,7 pF. Den Gitterableitwiderstand der Folgestufe vernachlässigt, erhält man für R_p

$$R_p = \frac{250 \cdot 150}{250 + 150} \approx 94 \text{ k}\Omega.$$

C_p ist dann mit c_{sch} = 25 pF

$$C_p = 0{,}5 + 1{,}5 + 2{,}5 + 1{,}7\,(1 + 45) = 105{,}2 \text{ pF}.$$

Folglich

$$A = \sqrt{\left(\frac{105{,}2 \cdot 94 \cdot 10^3 \cdot 6{,}28 \cdot 15 \cdot 10^3}{10^{12}}\right)^2 + 1} = 1{,}36.$$

Die Spannung wäre um den Faktor 8,1, d. h. 18,2 dB, abgefallen!

Auch der Ausgangsübertrager hat einen Einfluß auf die hohen Frequenzen, auf die noch eingegangen wird.

Genau wie bei den frequenzabhängigen Gliedern für die tiefen Frequenzen ergibt sich der gesamte Verstärkungsabfall des Verstärkers bei f_0 aus dem Produkt der Verstärkungsabfälle A der einzelnen Stufen.

3. DER VORVERSTÄRKER

Um uns einen Begriff zu machen, welche Eingangsspannung der Vorverstärker erhält, betrachten wir die Spannungen der möglichen Tonfrequenzquellen:

dynamisches Mikrophon (Tauchspulenmikrophon) ohne Übertrager	0,1 bis 0,3 mV[1])
Kondensatormikrophon (mit eingebauter erster Stufe)	1 bis 4 mV[1])
Kristallmikrophon	0,5 bis 2 mV[1])
magnetischer Tonabnehmer ohne Übertrager	10 bis 20 mV
mit Übertrager	200 bis 500 mV
Kristalltonabnehmer	800 bis 1600 mV

1) Bei Besprechung in normalem Abstand (etwa 50 cm) und mittlerer Lautstärke.

Alle diese Spannungen sollen auf einen Pegel verstärkt werden, der gegen Brummeinstreuungen relativ unempfindlich ist und zur Aussteuerung des nachfolgenden Verstärkers ausreicht.
Hier beginnt die Schwierigkeit. Die Angabe des letzten Abschnittes ist nicht eindeutig. Wieviel Volt soll der Vorverstärker abgeben? In der kommerziellen Studiotechnik, so z. B. beim Rundfunk, gibt es genormte Pegel. Man könnte also — in unserem Falle — die Verstärker für die Ausgangsspannung 1,55 V auslegen. Für einen etwaigen nachgeschalteten Verstärker kleiner oder großer Leistung ist dies zweckmäßig. Viele Amateure benötigen jedoch lediglich eine Spannung, die ausreicht, um den Tonabnehmereingang ihres Rundfunkgerätes auszusteuern. Hierfür genügen bereits etwa 100 mV.
Wir wollen für beide Fälle Schaltungen angeben, die Wahl bleibt jedem selbst überlassen.

3.01 Warum Vorverstärker?

Neben der Verstärkung der Quellenspannung auf einen bestimmten Pegel haben die Vorverstärker oft noch einen anderen Zweck zu erfüllen: den der Impedanzwandlung.
Unsere Vorverstärker besitzen alle einen hochohmigen Eingang, belasten also die Tonfrequenzquelle möglichst wenig. Dennoch spielt der Innenwiderstand der Quelle noch eine Rolle.

Gesetzt den Fall, zwischen der Tonfrequenzquelle (beispielsweise einem Kristalltonabnehmer) und dem Verstärker wäre ein längeres Leitungsstück (einige Meter) erforderlich. Obwohl in dem gewählten Fall die Quelle, nämlich der Kristalltonabnehmer, eine relativ hohe Spannung abgibt, können wir die Leitung nicht „offen", also unabgeschirmt, verlegen, weil sie sonst Einstreuungen einfangen würde, die Wiedergabe wäre verbrummt. Hochohmige Leitungen sind bekanntlich besonders brummempfindlich.

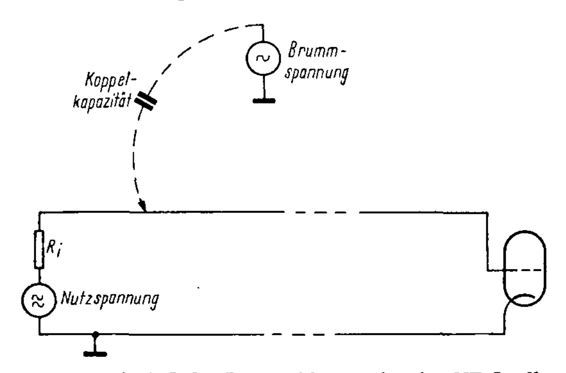


Bild 8. Zum Einfluß des Innenwiderstandes der NF-Quelle auf die kapazitive Brummeinstreuung in die Zuleitung

Betrachten wir die Ersatzschaltung im Bild 8. Der Innenwiderstand schließt die Leitung über eine (gedachte) hochohmige Koppelkapazität mehr oder weniger kurz: Ist der Innenwiderstand hochohmig, wird eine höhere Brummspannung eingestreut als bei niederohmigem Innenwiderstand.

Der Gedanke liegt nahe, einfach die Leitung abzuschirmen. Das Brummen verschwindet dann auch – die hohen Frequenzen in der Wiedergabe aber leider ebenfalls. Den Grund hierfür ersehen wir aus der Ersatzschaltung in Bild 9. Die Kabelkapazität schließt jetzt für die hohen Frequenzen den Innenwiderstand der Quelle kurz. Ist dieser niederohmig, so kann auch die Kabelkapazität (bzw. die Kabellänge) größer sein, bis die gleichen Frequenzen hörbar benachteiligt werden.

Wir ziehen daraus die Schlußfolgerung:

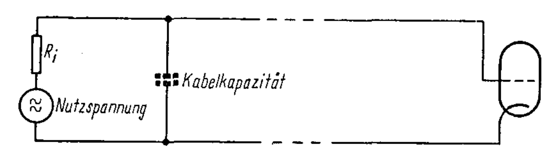


Bild 9. Die Kabelkapazität der abgeschirmten Leitung benachteiligt die hohen Frequenzen

Vorverstärker haben die Aufgabe, die Spannung einer oder mehrerer Tonfrequenzquellen so weit zu verstärken, daß sie zur Aussteuerung des folgenden Verstärkers ausreichen, und die Impedanz der Tonfrequenzquelle (n) so weit herabzutransformieren, daß eine Leitung diese nicht unzulässig belastet.

3.02 Impedanzwandler

Betrachten wir gleich den einfachsten Vorverstärker, den Impedanzwandler. Eine hochohmige Quelle soll niederohmig „gemacht" werden, eine Spannungsverstärkung ist nicht notwendig.

Hierzu verwendet man die Katodenstufe bzw. Anodenbasisschaltung der Elektronenröhre. Der Eingang solcher Stufen ist sehr hochohmig, der Ausgangswiderstand beträgt näherungsweise 1 : S (S = Steilheit der Röhre), also bei modernen Trioden etwa 160 bis 500 Ω.

Bild 10 zeigt eine erprobte Schaltung solcher Anodenbasisstufe. Ihre Spannungsverstärkung ist nahezu 1, solange der Ausgang nicht merklich belastet wird. Um

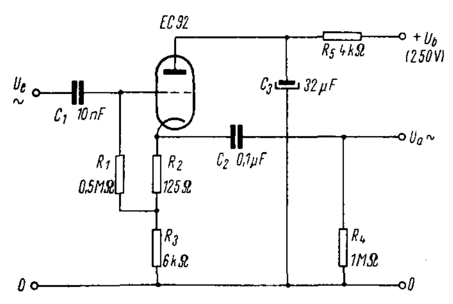


Bild 10. Einfacher Impedanzwandler mit EC 92 in Anodenbasisschaltung

Die Gleichspannung an Ein- und Ausgang fernzuhalten, dienen die Kondensatoren C_1 und C_2. R_4 verhindert Ladestöße über den nachgeschalteten Verstärkereingang, ist jedoch zum Funktionieren der Schaltung nicht notwendig. R_5 und C_3 stellen ein Siebglied für die Anodenspannung dar, die jedoch bereits ausreichend gesiebt sein muß.

Eine ähnliche Schaltung läßt sich mit einem Transistor in Kollektorschaltung verwirklichen. Das ist besonders dort von Vorteil, wo die Zuführung der Speisespannung für den Impedanzwandler-Verstärker auf Schwierigkeiten stößt (Mikrophon im Gelände). Der transistorisierte Impedanzwandler läßt sich wegen seiner geringen Größe überall unterbringen, sein geringer Strombedarf belastet die Batterie kaum (lange Lebensdauer). Bild 11

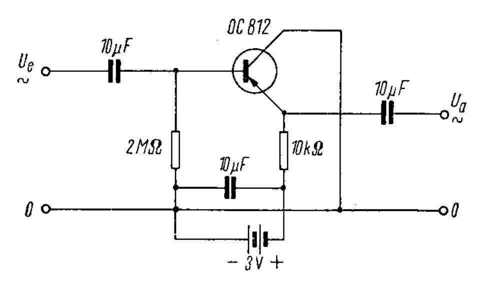


Bild 11. Impedanzwandler mit Transistor OC 812

zeigt die Schaltung solch eines Impedanzwandlers für Kristallmikrophone u. ä. mit den einzelnen Werten.[1]) Der Fall, daß der Vorverstärker nur aus einer Impedanzwandlerstufe besteht, ist jedoch eine seltene Ausnahme. Meistens findet man gleichzeitig eine oder mehrere Spannungsverstärkerstufen im Gerät.

Oft besteht die Notwendigkeit, die Quellenspannung vor der Impedanzwandlung zu verstärken (Mikrophon). Hier ist ein möglichst geringer Aufwand erwünscht. Bild 12 zeigt eine erprobte Schaltung mit der Doppeltriode ECC 81, jedoch kann auch eine andere Doppeltriode (ECC 85, ECC 88) vorteilhaft verwendet werden,

1) Siehe auch „Tonbandaufnahmepraxis", Band 4 der Broschürenreihe, S. 37.

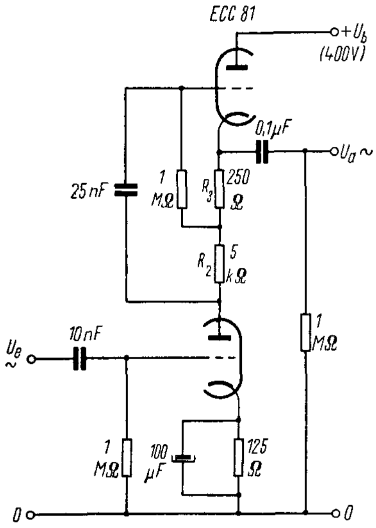


Bild 12. Doppeltriode ECC 81 als Verstärker- und Impedanzwandlerstufe

solange sie eine große Steilheit besitzt. Das „untere“ System arbeitet als Katodenbasisverstärker, als Außenwiderstand dient die Reihenschaltung von R_3, R_2 und dem „oberen“ Röhrensystem. Sein Ausgang ist, wie bei jeder Anodenbasisstufe, niederohmig. Der Vorteil der Schaltung liegt hauptsächlich in ihrem geringen Anodenstrom (beide Röhrensysteme gleichspannungsmäßig in Reihe) und in der geringen Zahl der benötigten E-Teile. Eine dritte Schaltung soll die Ausführungen über den Impedanzwandler beschließen. Gelegentlich verlangt man, der Vorverstärker möge eine erdsymmetrische, niederohmige Ausgangsspannung abgeben bzw. zwei um 180° verschobene, gleiche Ausgangsspannungen. Dazu eignet sich besonders die Schaltung nach Bild 13. Im ersten Röhrensystem wird eine Ausgangsspannung (U_a') an der Katode abgenommen. In der Anodenleitung dieses Röhrensystems befindet sich — im Gegensatz zur Anodenbasisstufe — ebenfalls ein Arbeitswiderstand (R_4), der annähernd genauso groß ist wie der Wider-

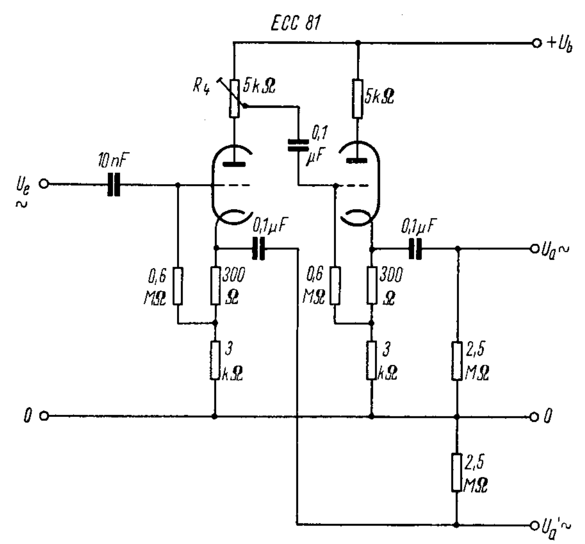


Bild 13. Impedanzwandlerstufe mit Gegentaktausgang

stand in der Katodenleitung. Die Spannung an der Anode ist gegenüber der an der Katode um 180° gedreht. Sie wird dem zweiten Röhrensystem zugeführt, das zwar als Anodenbasisstufe arbeitet, aus Symmetriegründen jedoch ebenfalls einen Widerstand in der Anodenleitung erhält. Mit dem Potentiometer R_4 kann U_a auf gleichem Pegel wie U_a' abgeglichen werden.
Vor einem Trugschluß sei übrigens gewarnt: Verbreitet findet man die Ansicht, die Anodenbasisstufe müsse niederohmig abgeschlossen sein (einige Hundert Ω), wenn man einen niedrigen Ausgangswiderstand wünscht. Das ist falsch, da der niedrige Ausgangswiderstand bereits von der Röhre selbst dargestellt wird (1/S). Ein niedriger Arbeitswiderstand bringt nur Nachteile (verringerte Aussteuerfähigkeit, größere Verzerrungen usw.).

3.03 Vorverstärkerstufen

Hier entsteht die Frage: Welche Röhre ist als Spannungsverstärker besonders geeignet? Denn jeder möchte

natürlich gern mit möglichst wenig Röhren auskommen! Die Verstärkung einer Röhre läßt sich aus ihrer Steilheit, ihrem Innenwiderstand und ihrem Durchgriff (zwei Größen genügen) für jeden Außenwiderstand berechnen. Die Röhrengrößen gelten jedoch nur für den betreffenden Arbeitspunkt und müssen den Röhrenkennlinien entnommen werden. Der Amateur verfügt oft nicht über diese Unterlagen, deshalb sind im weiteren Text die Verstärkungswerte der handelsüblichen NF-Verstärkerröhren für einige Arbeitspunkte angegeben.

3.04 **Gewinnung der Gittervorspannung**

Die Gewinnung der Gittervorspannung geschieht in modernen Verstärkern allgemein durch eine sogenannte Katodenkombination (Bild 14). Die Wirkung ist folgende:

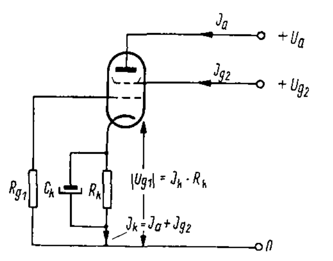


Bild 14. „Automatische" Gittervorspannungserzeugung durch Katodenwiderstand

Der Katodenstrom (Summe von Anoden- und Schirmgitterstrom) durchfließt den Widerstand R_k und bewirkt an ihm einen Spannungsabfall. Um diesen wird die Katode positiv gegenüber der Null-Volt-Leitung. Das Gitter behält jedoch dieses Potential (für Gleichspannung), da infolge der leistungslosen Steuerung kein Gitterstrom fließt und deshalb auch kein Spannungsabfall an R_{g1} auftritt. Dadurch ist die Katode um den Betrag $R_k \cdot I_k$ positiv gegenüber dem Gitter, oder — was auf dasselbe herauskommt — das Gitter ist um dieses Potential negativer gegenüber der Katode. Es hat also, bezogen auf die Katode, eine negative Vorspannung, und das wollten wir erreichen. Wir brauchen nur an Hand des Katodenstromes den notwendigen Katoden-

widerstand zu berechnen, um die für den gewählten Arbeitspunkt erforderliche Gittervorspannung zu erhalten.

Der parallel zu R_k liegende Kondensator C_k schließt nur den Katoden w e c h s e l strom kurz. Läßt man ihn fort, so entsteht eine Stromgegenkopplung, die die Verstärkung der Stufe herabsetzt. Um C_k zu berechnen, bedient man sich der Faustformel auf Seite 19.

In Anfangsstufen ist diese allgemein übliche Methode zur Gittervorspannungserzeugung oft unerwünscht. Die Katode liegt bei ihr nicht unmittelbar an Null-Volt, sondern über den Kondensator C_k. Die Wechselspannung am Heizfaden (meistens 6,3 V) „spricht" jedoch in geringem Maße auf die Katode über und wird von C_k nicht restlos kurzgeschlossen. Man gewinnt deshalb gern die Gittervorspannung durch Gitterstrom (Bild 15) und legt die Katode an Null-Volt.

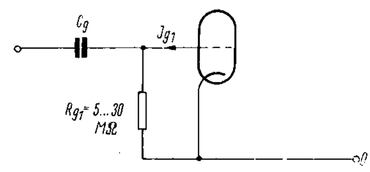


Bild 15. Gittervorspannungserzeugung durch Anlaufstrom im Gitterableitwiderstand

Die Wirkung dieser Schaltung ist folgende: Schon bei der Gittervorspannung Null fließt ein (wenn auch sehr schwacher) Gitterstrom. Dieser ruft in dem sehr hochohmigen Gitterableitwiderstand einen Spannungsabfall hervor, der dem Gitter eine negative Vorspannung erteilt. Mit negativeren Gitterspannungen nimmt aber der Gitterstrom schnell ab. Es stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, der je nach Gitterableitwiderstand bei etwa — 0,4 bis — 1,5 V liegt. Ein Kondensator vor dem Gitter sorgt dafür, daß der hochohmige Gitterableitwiderstand nicht u. U. durch die niederohmige Quelle kurzgeschlossen wird. Hierzu dient C_g in Bild 15.

3.05 Die Schirmgitterspannung

Ein weiterer Punkt, der beachtet werden muß, ist die Spannungsversorgung des Schirmgitters. Es muß eine

positive Spannung erhalten, die etwa 0,5 bis 0,7 der Anodenspannung beträgt. (Hier ist die Spannung an der Anode gemeint und nicht die Batteriespannung U_b.) Früher verwendete man einen Spannungsteiler, heute benutzt man einen sogenannten Schirmgittervorwiderstand. An ihm fällt, bedingt durch den Schirmgitterstrom, eine Spannung ab, die die Batteriespannung auf die notwendige Höhe vermindert.

3.06 Die Anfangsstufe mit Triode

Die Bilder 16 und 17 zeigen die beiden Grundschaltungen. Sie unterscheiden sich nur durch die Art, wie die Gittervorspannung gewonnen wird. In beiden Fällen können statt Einzeltrioden auch Systeme von Doppelröhren verwendet werden, jedoch in Schaltungen nach

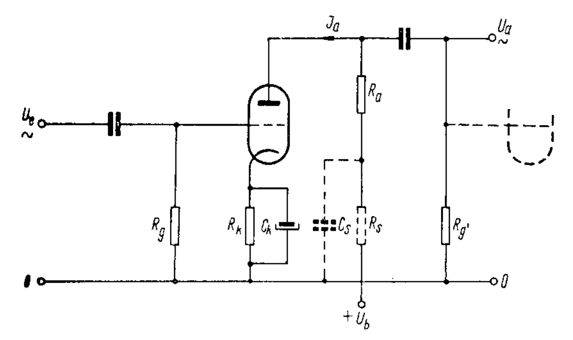


Bild 16. Triodenvorstufe mit Katodenwiderstand

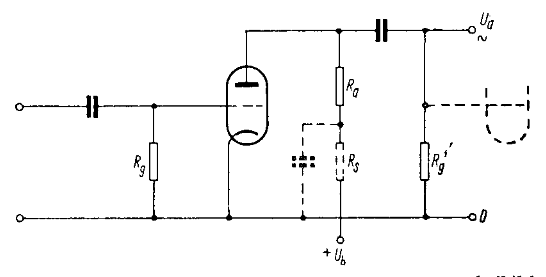


Bild 17. Triodenvorstufe mit Gittervorspannung nach Bild 15

Bild 16 keine Verbundröhrensysteme mit gemeinsamer Katode (ECC 91, 6J6).
Folgende Spannungsverstärkungen V_u lassen sich nach Angabe der Röhrenhersteller praktisch erzielen:

Tabelle 3: Spannungsverstärkung moderner Trioden

Typ	U_b V	R_a MΩ	R_s kΩ	R_k Ω	R'_g *) MΩ	I_a mA	$-U_g$ V	V_u
EC 92, E(C)C 81	250	0,1	0	300	1	1	3	33
ECC 82	250	0,05	0	1 000	0,16	3,1	3,1	13,5
	100	0,05	0	1 000	0,16	1,3	1,3	13,5
	250	0,1	0	2 000	0,3	1,7	3,4	14
	100	0,1	0	2 000	0,3	0,7	1,4	14
	250	0,2	0	4 000	0,7	0,9	3,6	14,5
	100	0,2	0	4 000	0,7	0,4	1,5	14,5
ECC 83	250	0,25	0	0[1]	0,5	0,6		68
	100	0,25	0	0	0,5	0,15		45
	250	0,5	0	0	1			75
	100	0,5	0	0	1			51
	250	0,25	0	2 000	0,5			62
	100	0,25	0	4 000	0,5			50
	250	0,5	0	4 000	1			65
	100	0,5	0	7 000	1			52
E(AB)C 80	250	0,3	0	0[1]	1	0,6		60
	100	0,1	0	0		1,3		50
EC(L) 82	200	0,2	20	2 200	0,7	0,5		52
	100	0,2	20	2 700	0,7	0,23		47
	200	0,1	0	1 500	0,7	0,84		47
	100	0,1	0	1 800	0,7	0,4		42
	200	0,2	20	0[1]	0,7	0,6		55
	100	0,2	20	0	0,7	0,2		45
	200	0,1	0	0	0,7	1		50
	100	0,1	0	0	0,7	0,4		42
EC(L) 81	200	0,2	0	3 000	0,5	1,5		43
	200	0,1	0	1 600	0,9	1,5		41
	170	0,2	0	4 000	0,4	1,5		43
	170	0,1	0	2 000	0,7	1,5		41
6 J 5, 6 SN 7	250	0,3	0	8 000	0,5			16,2
	250	0,1	0	4 000	0,5			16,2
	100	0,3	0	10 000	0,5			14,8
	100	0,1	0	5 000	0,5			14,8
	180	0,5		0[1]	0,5			18

*) R_g' = Gitterableitwiderstand der folgenden Stufe.

1) Gitterableitwiderstand 10 MΩ, Gittervorspannung durch Gitterstrom entsprechend Bild 17.

Die in der Tabelle angeführten Betriebsdaten der Röhren stellen selbstverständlich nur einige wenige Beispiele dar. Bei Zwischenwerten von U_b bzw. R_a läßt sich jedoch unschwer die erzielbare Verstärkung abschätzen.
Man kann ungefähr damit rechnen, daß der Klirrfaktor proportional zur Aussteuerung zurückgeht. Beispiel: Ist die Ausgangsspannung zehnmal so klein, dann wird der Klirrfaktor der Röhre (bei gleichen Arbeitsbedingungen) ebenfalls etwa zehnmal so klein. Da die Wechselspannungen an den Anfangsstufen sehr klein sind (Größenordnung: Millivolt), sind die Verzerrungen meist zu vernachlässigen.
Die in der Tabelle aufgeführten Röhren EC(L) 82 und

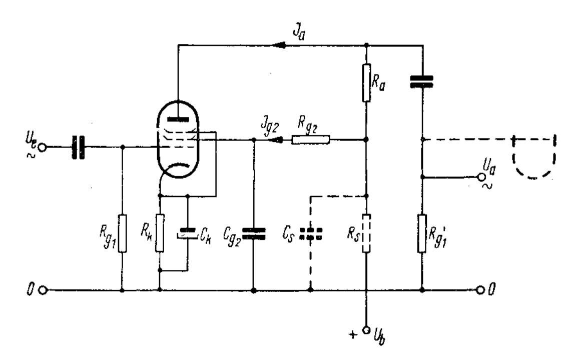


Bild 18. Pentodenvorstufe mit Katodenwiderstand

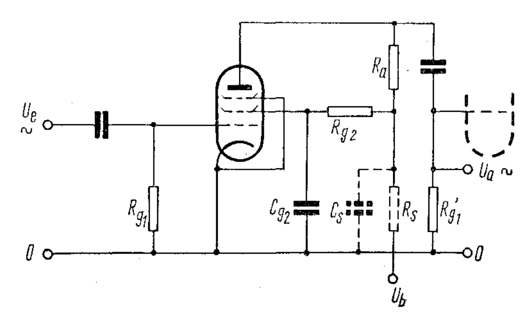


Bild 19. Pentodenvorstufe, Gittervorspannung durch R_{g1}

EC(L) 81 werden kaum in Vorverstärkern verwendet, sondern nur in kleinen Leistungsverstärkern, zur Aussteuerung des Endsystems derselben Röhre.

3.07 Anfangsstufen mit Pentoden

Hier gibt es wieder die beiden grundsätzlichen Möglichkeiten zur Gewinnung der Gittervorspannung, die in den Bildern 18 und 19 gezeigt sind. Folgende NF-Verstärkungen mit Pentoden sind in Tabelle 4 angeführt:

Tabelle 4: Spannungsverstärkung moderner Pentoden

Röhre	U_b V	R_a MΩ	R_{g2} MΩ	R_k Ω	R_{g1} MΩ	I_a mA	I_{g2} mA	$-U_{g1}$ V	V_u
E(B)F 80	250	0,2[1]	0,8	1 800	0,7	0,75	0,3		110
	250	0,1	0,4	1 000	0,3	1,5	0,5		80
	250	0,2[1]	1	0[2]	0,7	0,75	0,25		160
	250	0,1	0,5	0	0,3	1,5	0,5		110
EF 86	250	0,3	1,5	2 000	1	0,6	0,1	1,4	210
	100	0,3	1,2	5 000	1	0,2	0,05	1,25	125
	250	0,2	1	1 500	1	0,9	0,15	1,5	175
	100	0,2	1	3 000	1	0,3	0,05	1	120
	250	0,2	1,2	0[2]	0,7	0,9	0,17		190
	100	0,2	1,2	0	0,7	0,3	0,06		120
6 SJ 7	250	0,5	2,2	1 800	1,0	0,4	0,9		256
	250	0,25	1,2	1 200	1,0	0,7			216
	100	0,5	1,8	4 700	1,0	0,16			131
	100	0,25	1,2	2 700	1,0	0,26			125

[1]) Zusätzlich: $R_s = 20$ kΩ.
[2]) $R_{g1} = 10$ MΩ, Gittervorspannung durch Anlaufstrom.

Auch hier gilt sinngemäß das bereits zur Tabelle 3 Gesagte.
Man sieht, daß mit Pentoden höhere Verstärkungen zu erzielen sind als mit Trioden. Dem steht allerdings der Nachteil des größeren Aufwandes gegenüber: Schirmgittervorwiderstand, Schirmgitterkondensator. Der letztere darf nicht zu klein gewählt werden, da sonst die tiefen Frequenzen benachteiligt werden. (Siehe auch S. 20.)

3.08 Anfangsstufen mit Kaskoden

Eine Schaltung, die die Vorteile von Triode und Pentode in hohem Maße vereint, ist die Kaskodeschaltung. Ihre

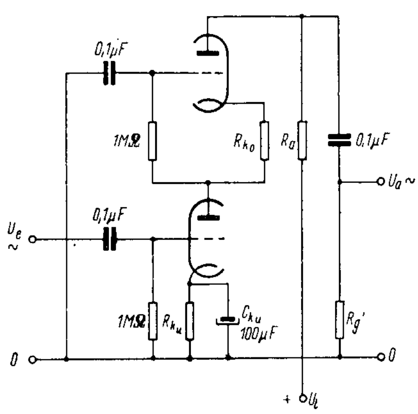


Bild 20. NF-Kaskodenvorstufe

Verwendung in NF-Verstärkern erfolgte bisher nur vereinzelt, obwohl es keinen stichhaltigen Grund für die Ablehnung dieser Schaltung gibt (Bild 20). Ihr Aufbau mit modernen Doppeltrioden läßt sich auf kleinstem Raum durchführen, ihre Verstärkung ist höher als die einer Pentode, sie benötigt im Gegensatz zur Pentode keine Schirmgitterspannung. Besonders in sehr empfindlichen Anfangsstufen bietet sie — auf Grund ihres geringen Rauschens — gegenüber der Pentode große Vorteile: Die Rauschspannung einer als Kaskode geschalteten ECC 81 beträgt für eine Bandbreite von 50 kHz (NF) etwa 1 bis 2 µV.

Die Bilder 21 und 22 geben Aufschluß über die erzielbaren Verstärkungen der Röhren ECC 81, 82 und 83 als Kaskode in Abhängigkeit vom Anodenwiderstand bzw. der Betriebsspannung.

Zur Wirkungsweise der Schaltung: Das erste Röhrensystem arbeitet als (normale) Katodenbasisstufe, ihr Außenwiderstand wird vom folgenden Röhrensystem in Gitterbasisschaltung gebildet. Dazu muß des Gitter des zweiten Systems „kalt“ gemacht werden, d. h., eine ausreichend große Kapazität (Größe 0,01 bis 0,1 µF) schließt etwaige Wechselspannungen gegen Null-Volt kurz.

Die Verstärkung der Kaskode ist gleich dem Produkt der beiden Einzelverstärkungen und erreicht deshalb

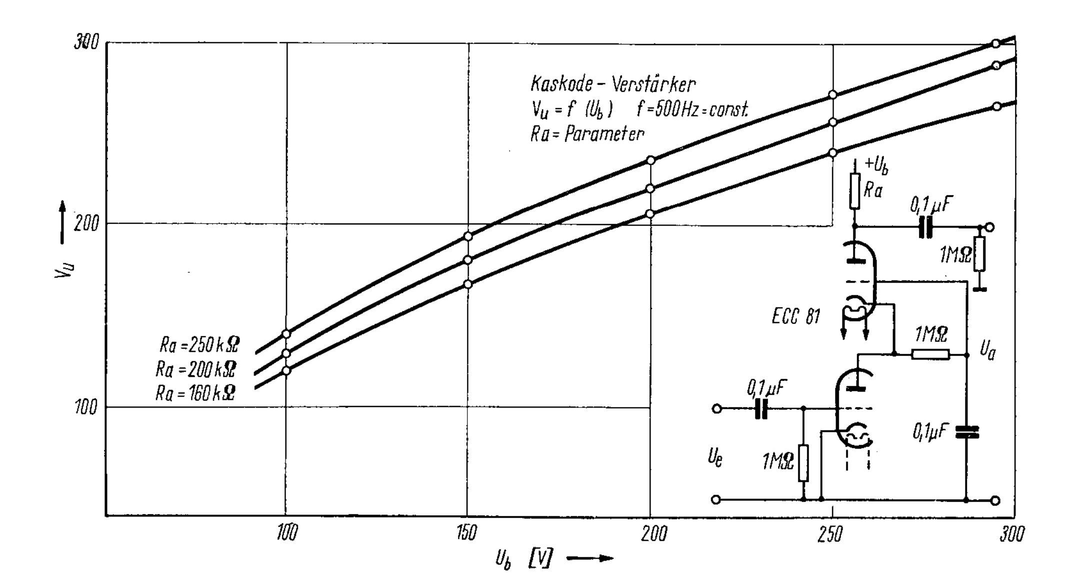


Bild 21. Kaskodenvorstufe, Abhängigkeit der Spannungsverstärkung V_u von der Betriebsspannung U_b

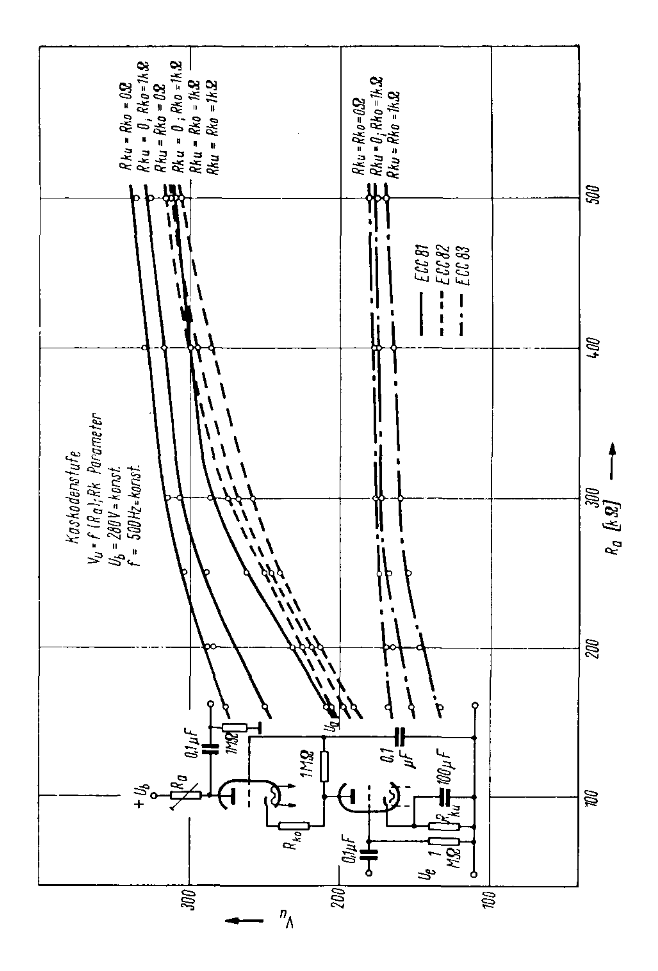


Bild 22. Spannungsverstärkung der Kaskodenvorstufe mit verschiedenen Röhrentypen in Abhängigkeit vom Außenwiderstand R_a

hohe Werte. Der Innenwiderstand ist ebenfalls sehr hoch und beträgt in den gezeigten Schaltungsbeispielen über 1 MΩ.

3.09 Die Gegenkopplung im Vorverstärker

Nicht nur im Endverstärker findet man heute die Gegenkopplung, auch im Vorverstärker wird sie verwendet. Während sie jedoch beim Endverstärker in erster Linie dazu dient, die nichtlinearen Verzerrungen herabzusetzen, erfüllt sie im Vorverstärker andere Zwecke. Die Verzerrungen können hier meist vernachlässigt werden.

Die Gegenkopplung im Vorverstärker bewirkt in erster Linie die Stabilisierung der Verstärkung, deren Betrag so unempfindlicher gegen Röhrenalterungen, Netzspannungsschwankungen usw. wird. Ein weiterer großer Vorteil der Gegenkopplung ist, daß sie den Frequenzbereich erweitert, d. h., der Frequenzgang des Verstärkers wird durch sie herabgesetzt. Es lohnt sich immer, die Verstärkung etwas „großzügig" zu planen und die überschüssige Verstärkung zur Gegenkopplung heranzuziehen.

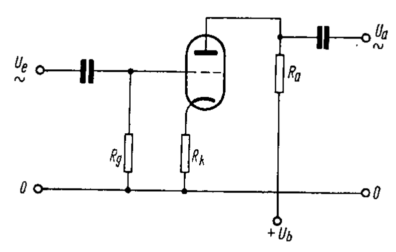


Bild 23. Stromgegenkopplung über den nichtüberbrückten R_k

Eine einfache Gegenkopplung ist die Stromgegenkopplung über eine Stufe. Zu diesem Zweck wird der Katodenwiderstand der Stufe **nicht**, wie üblich, durch einen Elko überbrückt (Bild 23). Der Verstärkungsrückgang berechnet sich dabei zu

$$\frac{v}{v'} = 1 + v \frac{R_k}{R_a};$$

v ist hierbei die Verstärkung ohne, v' die Verstärkung mit Gegenkopplung. Die Bedeutung von R_a und R_k zeigt Bild 23, es ist zu beachten, daß für R_k nur der nicht kapazitiv überbrückte Katodenwiderstand (oder dessen nicht kapazitiv überbrückter Teil) eingesetzt werden darf.
Da der zur Erzeugung der Gittervorspannung notwendige Katodenwiderstand meist sehr klein gegenüber R_a ist, läßt sich die Gegenkopplung durch die Schaltung nach Bild 24 vergrößern. Zur Gewinnung der Gittervorspannung dient R_{k1}, für die Gegenkopplung ist die Summe $R_{k1} + R_{k2}$ maßgebend.
Auch bei Pentoden läßt sich die Stromgegenkopplung über eine Stufe verwirklichen, hier empfiehlt sich, den Schirmgitterkondensator nicht an Null-Volt, sondern an

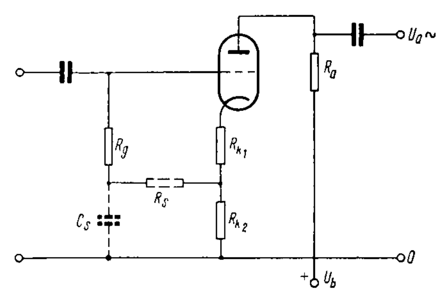


Bild 24. Vergrößerung der Stromgegenkopplung durch Unterteilung von R_k

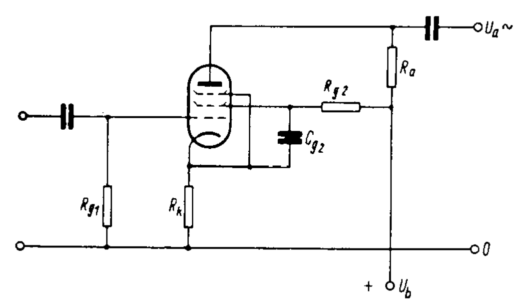


Bild 25. Stromgegenkopplung mit Pentode

die Katode zu führen, damit der Schirmgitterwechselstrom nicht über die Katode fließt (Bild 25).

Beispiel: Eine Röhre ECC 83 arbeitet mit $U_b = 100$ V, $R_a = 250$ kΩ, $R_k = 4$ kΩ. Ihre Verstärkung beträgt 50 (lt. Tabelle 4). Wie groß ist die Verstärkung bei nicht kapazitiv überbrücktem Katodenwiderstand?

Lösung:

$$\frac{v}{v'} = 1 + 50 \frac{4 \cdot 10^3}{2 \cdot 5 \cdot 10^5} = 1{,}8 \; ;$$

$$v' = \frac{50}{1{,}8} = 27{,}8 \, .$$

Zur Stromgegenkopplung über eine Stufe ist noch zu bemerken, daß sie in sehr empfindlichen Vorstufen nicht bei allen Röhren angewendet werden kann. Der Grund dafür ist, daß durch den nicht überbrückten Katodenwiderstand eine Brummspannung, die durch den Heizfaden in der Katode induziert wird, nicht gegen Masse kurzgeschlossen werden kann. Röhren, die diese Eigenschaft haben, sind z. B. die ältere 6 SN 7 bzw. 6 H 8 M und die 6 J 5. Moderne Novalröhren neigen im allgemeinen nicht dazu.
Andere Gegenkopplungsschaltungen werden bei den Endverstärkern besprochen, sie lassen sich natürlich im Prinzip auch bei Vorverstärkern anwenden.

3.10 Die Lautstärkeregelung

In Anlagen mit getrennten Vor- und Endverstärkern nimmt man die Lautstärkeregelung stets im Vorverstärker vor. Dazu wird an einer geeigneten Stelle der Schaltung ein Potentiometer (regelbarer Spannungsteiler) eingefügt, das die Tonfrequenzspannung von Null auf einen Maximalwert kontinuierlich regelt. Da das menschliche Ohr Lautstärkeunterschiede logarithmisch empfindet (Weber-Fechner-Gesetz), verwendet man Potentiometer mit logarithmischer Regelkurve.
In welcher Stufe wird geregelt? Als Faustregel kann man davon ausgehen, daß der Pegel vor dem Potentiometer bereits 100 mV betragen soll. Das bedeutet, daß es vor der Stufe angeordnet ist, auf die die Endröhre folgt. Bei Kristalltonabnehmern sitzt also der Lautstärke-

regler unmittelbar am Verstärkereingang. Würde der Regler hier hinter der ersten Stufe folgen, so wäre diese unter Umständen bereits übersteuert, d. h. würde unzulässig hohe Verzerrungen erzeugen.

Bei Mikrophoneingängen ist die Spannung zu gering, um sie sofort dem Regler zuzuführen. An solchen Stellen des Verstärkers legt man bekanntlich Wert auf möglichst kurze und abgeschirmte Leitungen. Das ist jedoch nicht möglich, wenn ein Potentiometer (schaltungsmäßig, nicht in bezug auf den mechanischen Aufbau) an dieser Stelle sitzt. Außerdem liegt hinter dem Regler stets die volle Verstärkung, was man im Interesse der Fremdspannungsdynamik gern vermeidet.
Man führt deshalb die Mikrophonspannung zunächst einer — oder mehreren — Vorverstärkerstufen zu, bis sie auf 100 bis 500 mV verstärkt ist, und dann erst dem Lautstärkeregler. Allerdings darf dann an den Eingang keine andere Quelle angeschlossen werden, die eine höhere Spannung abgibt, da sonst die ersten Stufen übersteuert werden.

Beispiel: Ein Vorverstärker ist für den Anschluß eines dynamischen Mikrophons ausgelegt (Spannung etwa 0,2 mV). Zwei Vorverstärkerstufen mit je 50facher Verstärkung, die durch ein Potentiometer geregelt wird, bringen die NF-Spannung auf einen Pegel von 500 mV. Würde man statt des dynamischen Mikrophons einen Kristalltonabnehmer ($U \approx 0{,}5$ V) an den Eingang schließen, so würde die erste Verstärkerstufe bereits etwa 25 V abgeben (große Verzerrungen), die zweite wäre völlig übersteuert und könnte nicht mehr arbeiten.

Gelegentlich ist der Vorverstärker nicht in der „Verstärkerzentrale" untergebracht (Mikrophonvorverstärker, lange Leitung), so daß die Lautstärkereglung am Eingang des Endverstärkers erfolgen muß. In solchen Fällen ist es zweckmäßig, den Verstärkungsgrad des Vorverstärkers durch einen Umschalter (Gegenkopplung, Spannungsteilung) in groben Stufen veränderlich vorzusehen (z. B.: 10 — 30 — 100), um ihn universeller einsetzen zu können.

Zur Schaltung des Potentiometers selbst: Der Schleifer liegt stets in Richtung Verstärkung (Bild 26a), nicht umgekehrt (Bild 26b), da sonst der Regler die Tonfrequenzquelle mehr oder weniger kurzschließt. Potentiometer sollten niemals als Gitterableitwiderstand verwendet

werden (Bild 26c), da sonst Kratzgeräusche — auch bei neuen Potentiometern — unvermeidlich sind. Ist eine gleichspannungsmäßige Trennung einmal nicht möglich, so empfiehlt sich, zwischen Gitter und Null-Volt-Leitung der folgenden Röhre einen hochohmigen Widerstand (etwa 5 MΩ) zu schalten, das vermindert die Kratzgeräusche des Potentiometers.
Natürlich sind Lautstärkeregler stets so anzuschließen, daß eine Drehung des Potentiometerschleifers in Uhrzeigerrichtung eine Lautstärkezunahme bedeutet.

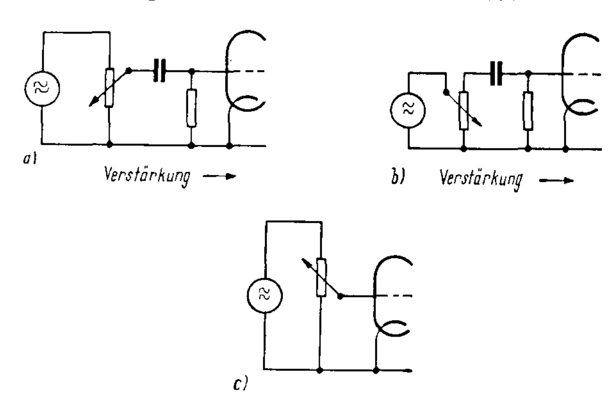


Bild 26. (a) Richtige und (b, c) falsche Schaltung des Lautstärkereglers

3.11 Mischregler

Oft besteht der Wunsch, die Tonfrequenzspannungen verschiedener Quellen beliebig mischen zu können (Sprache vom Mikrophon, Musik von Platte, Geräusche vom Tonband usw.). Das darf nicht so geschehen, daß die Schleifer der verschiedenen Lautstärkeregler einfach miteinander verbunden werden, weil ein „zugedrehter" Regler den Verstärkereingang (für alle Quellen) kurzschließt. In der Studiotechnik gibt es spezielle Vierpolregler, die für unsere Zwecke jedoch zu teuer und aufwendig sind.
Um die gegenseitige Beeinflussung der Regler herabzusetzen, schaltet man in Reihe mit den Schleifern je einen Widerstand, dessen Wert etwa 0,2 bis 1,0 von dem des

Potentiometers beträgt (Bild 27). Man kann jetzt die Regler einzeln bedienen, ohne die Tonfrequenzspannung kurzzuschließen. Jedoch ist eine hörbare Beeinflussung immer noch vorhanden. Das macht sich besonders beim Einblenden von Sprache in Musik (untermalte Zwischenansage) unangenehm bemerkbar.

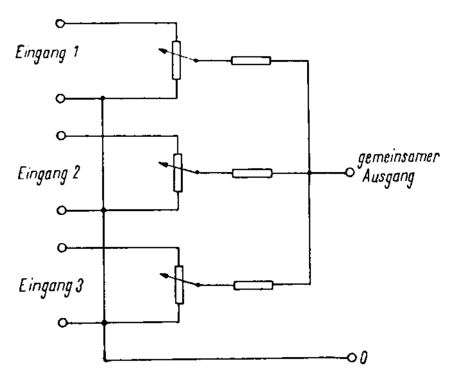


Bild 27. Einfache Mischschaltung für drei Eingänge (siehe Text)

Dieser Effekt läßt sich durch die Entkopplung der einzelnen Regler durch je ein Röhrensystem vermeiden. Die Anoden der Röhren sind zusammengeschaltet, die Regelung der Quellen erfolgt in den Gitterkreisen. Allerdings ist diese Schaltung am günstigsten mit Pentoden (oder Kaskoden), da Trioden sich wegen ihres kleinen Innenwiderstandes sehr stark belasten würden, d. h., ihre Verstärkung verringert sich sehr.
Bild 28 zeigt die Schaltung einer praktisch ausgeführten Mischeinrichtung für sechs Eingänge, wobei von den unteren vier Eingängen je zwei auf das gleiche Röhrensystem arbeiten.
Abschließend sei noch auf eine Mischschaltung hingewiesen, die die Vorteile der elektronischen Entkopplung der Regler mit geringem Aufwand vereint.
Mischröhren mit zwei Steuergittern, also beispielsweise die E(C)H 81, werden von zwei getrennt regelbaren Tonfrequenzquellen angesteuert (Bild 29). Zu beachten ist allerdings, daß die Verstärkung der Spannung am Gitter 1 größer ist als die am Gitter 3. Außerdem darf

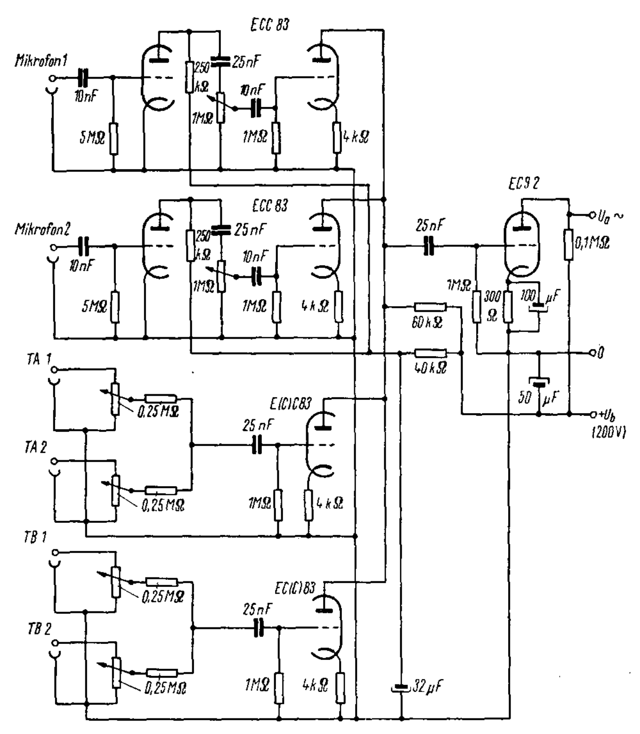


Bild 28. Mischverstärker für sechs Eingänge

die Tonfrequenzspannung am Gitter 1 nicht groß sein (etwa 10 bis 50 mV), da die Regelkennlinie sonst Verzerrungen verursacht.

3.12 Schaltungen zur Klangbildbeeinflussung

In den Bildern 30 und 31 sind zwei prinzipielle Möglichkeiten zur Schwächung der hohen und tiefen Frequenzen gezeigt. In beiden Fällen darf die „klanggeregelte“ Stufe nicht durch eine Gegenkopplung überbrückt werden, weil diese den Frequenzgang wieder linearisieren würde.

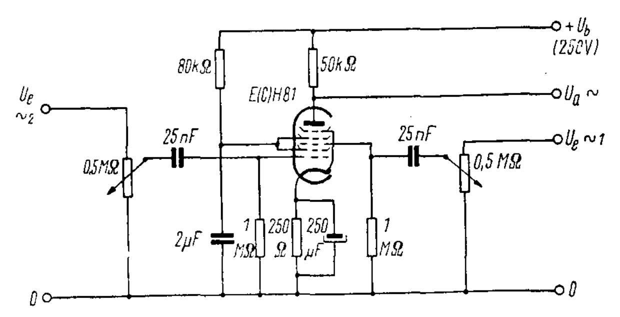


Bild 29. Mischverstärker mit Heptode

Bild 30
Einfache Schaltung
zur Beeinflussung
der hohen und tiefen
Frequenzen

Bild 31. Klangreglerschaltung in der Stromgegenkopplung

Jeder Eingriff in den Frequenzgang einer (entzerrten) NF-Quelle bedeutet im Grunde eine Verfälschung des Klangbildes. Dennoch mag dieses zuweilen notwendig sein:
im Empfänger zur Unterdrückung eines Interferenztones bzw. im Interesse der Verständlichkeit oder um ungünstigen akustischen Verhältnissen des Wiedergaberaumes entgegenzuwirken.
Im ersten Falle wird man die hohen Frequenzen beschneiden, im zweiten zusätzlich verstärken. Derartige

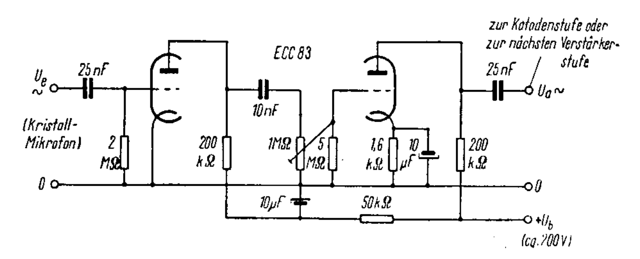


Bild 32. Einfache Vorverstärkerschaltung, V_u etwa 3000

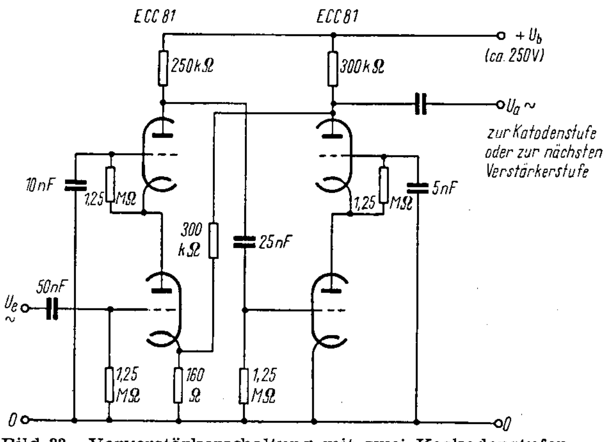


Bild 33. Vorverstärkerschaltung mit zwei Kaskodenstufen, V_u etwa 2000

Untersuchungen muß man an Hand des Objektes und mit großer Sorgfalt durchführen.

Die in den letzten Jahren in der allgemeinen Rundfunkempfangstechnik Mode gewordenen Klangregister haben mit natürlicher Wiedergabe nichts zu tun. Sie sind eine Geschmacksfrage, über die sich (vergebens) streiten läßt, genauso wie über ihre „wirkungsvollste" Dimensionierung.

Weitere Vorverstärkerschaltungen sind in den Bildern 32 und 33 angegeben.

4. VERSTÄRKER FÜR KLEINE LEISTUNGEN

Verstärker für kleine Leistung werden meist in der Endstufe mit Röhren im A-Eintakt-Betrieb betrieben. Dadurch bleibt der Wirkungsgrad klein (unter 50 Prozent), doch kann man das zugunsten der einfachen Schaltung in Kauf nehmen. Wirkungsgrad heißt: Verhältnis der abgegebenen Sprechleistung zur zugeführten Gleichstromleistung *(input)*.

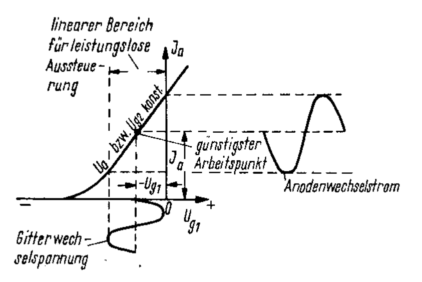


Bild 34. Der Arbeitspunkt der Endstufe im A-Betrieb

Beim A-Betrieb wird die Röhre symmetrisch um den Arbeitspunkt auf ihrer Kennlinie ausgesteuert (Bild 34). Auf diese Art arbeiten auch alle Vorverstärkerröhren. Die Verzerrungen sind beim A-Betrieb am geringsten.

Bild 35 zeigt die übliche Schaltung für die Eintakt-A-Endstufe. Die Röhre erhält ihre Gittervorspannung über die Katodenkombination R_k/C_k, ihr Schirmgitter liegt meist an der vollen Batteriespannung. Ein kleiner 100-Ω/0,1-W-Widerstand in der Schirmgitterleitung

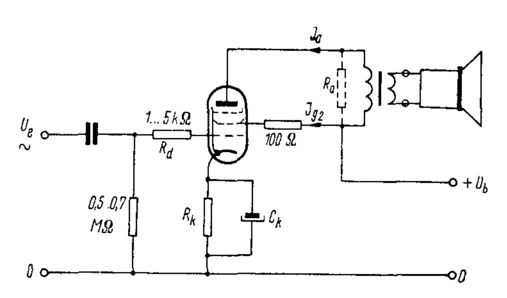


Bild 35. Die Schaltung der Endstufe im A-Betrieb

unterdrückt eine eventuelle Schwingneigung der steilen Endröhre auf ultrahohen Frequenzen. Dem gleichen Zweck dient auch der 1- bis 5-kΩ-Widerstand R_d in der Gitterleitung. Beide Widerstände sind ohne Einfluß auf die Daten der Stufe.

Der schaltungsmäßige Unterschied der Endstufe gegenüber den Vorstufen ist der Lautsprecherübertrager im Anodenkreis. Der Ohmsche Widerstand seiner Primärwicklung ist relativ gering (einige 100 Ω), so daß ein kräftiger Anodengleichstrom fließt. Für den Anodenwechselstrom bildet die Induktivität der Wicklung einen hohen Widerstand, so daß an ihr eine große Wechselspannung abfällt.

Die heruntertransformierte Wechselspannung wird an der Sekundärseite des Übertragers abgenommen und dem „Verbraucher“ (meist dem Lautsprecher) zugeführt.

Wichtig für das einwandfreie Arbeiten der Endstufen ist ihre Anpassung. Es genügt nämlich nicht, „irgendeinen“ Übertrager zu verwenden, vielmehr muß er den Lautsprecherwiderstand so in den Anodenkreis transformieren, daß ein günstiger Kompromiß zwischen Leistungsabgabe und Verzerrungen entsteht. Hierzu geben die Röhrenhersteller für jede Röhre den günstigsten Außenwiderstand R_a an.

Jede Röhre kann — bedingt durch die vom Hersteller angegebene maximale Verlustleistung N_v — nur eine bestimmte Leistung N_a abgeben. Dazu benötigt sie eine bestimmte Gitterwechselspannung $U_e\sim$, die von der Vorröhre abgegeben werden muß.

Tabelle 5 gibt eine Übersicht über einige Endröhren und ihre Daten im A-Eintakt-Betrieb.

Tabelle 5: Die Endstufen im A-Eintakt-Betrieb

Röhre	U_b	I_a	I_{g2}	$N_{V max}$	$-U_g$	R_k	R_a	N_a	k	$U_{e\,eff}$
	V	mA	mA	W	V	Ω	kΩ	W	%	V
E(C)L 82	200	35	7	7	16	380	5,6	3,5	10	6,6
	170	41	8	7	11,5	230	3,9	3,3	10	6
	100	26	5	7	6	200	3,9	1,5	10	3,8
EL 84	250	48	5,5	12	7,5	140	5,5	5,3	10	4,3
EL 86	170	70	22	12	12,5	170	2,4	5,6	10	7
	100	43	11	12	6,7	290	2,4	1,9	10	4,3
EL 95	250	24	4,5	6	9	320	10	3,0	12	5
	200	23	4,2	6	6,3	230	8	2,3	12	4,5
EL 34	265	100	15	27,5[1]	13,5	120	2	11	10	8,7
E(C)L 81	200	30	9,6[1]	6,5	7		7	2,4	10	3,7
6 V 6	250	45	7	12	12,5	250	5	4,5	8	9
6 L 6	250	75	7,2	19	14	170	2,5	6,5	10	10

1) Bei Vollaussteuerung.

4.1 Die Gegentakt-A-Endstufe

Schaltet man zwei Endröhren so, daß ihre Steuerspannungen, bezogen auf ihre Augenblickswerte, entgegengesetzte Polarität haben, so addieren sich ihre Ausgangsspannungen (Bild 36) – man spricht dann von einer Gegentakt-Endstufe. Die Gegentaktschaltung ist in mancher Hinsicht günstiger als die Parallelschaltung zweier Röhren.

Der Ausgangsübertrager enthält zwei Teilwicklungen, die in entgegengesetzter Richtung von den Anodenruheströmen durchflossen werden. Bei gleichen Ruheströmen ist die Gleichstromvormagnetisierung des Übertragerkernes Null, dieser braucht demzufolge keinen Luftspalt zu enthalten, seine Größe wird nur von der übertragenen Sprechleistung bestimmt.

Es läßt sich zeigen, daß die in der Endröhre entstehenden geradzahligen Oberwellen in der Gegentaktschaltung kompensiert werden – Gegentaktschaltungen sind folglich klirrärmer als Eintaktstufen mit Röhren im gleichen Arbeitspunkt.

Wie baut sich eine Gegentaktendstufe auf? Im Falle des A-Betriebes können wir unsere bisherigen Kenntnisse voll auf die Gegentaktschaltung übertragen. Der Ausgangsübertrager muß für den doppelten primären Anpaßwiderstand ausgelegt sein (nicht die doppelte Windungszahl) und eine Mittelanzapfung auf der Primärseite

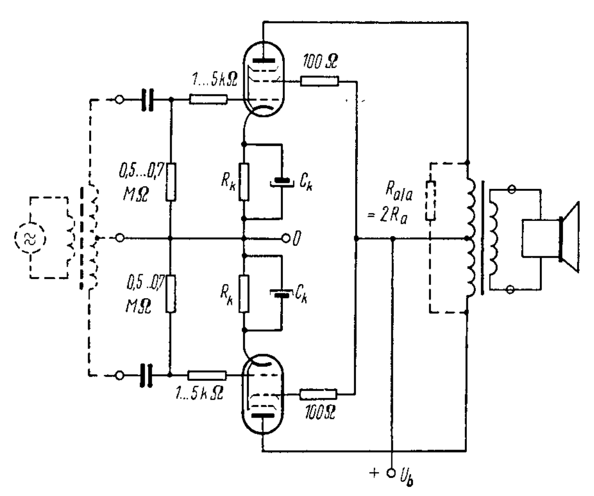


Bild 36. Gegentakt-A-Stufe, $R_{a/a}$ ist der doppelte Wert von R_a in Bild 35

erhalten. Damit ist die Endstufe fertig, und es bleibt nur übrig, die beiden Steuerspannungen mit entgegengesetzter Polarität herzustellen. Im allgemeinen ist unsere NF-Spannung unsymmetrisch gegen Erde. Da zwei Spannungen mit entgegengesetzter Polarität gegeneinander um 180° phasenverschoben sind, nennt man Röhrenstufen, die entweder die zweite (phasenverschobene) Spannung oder zwei um 180° verschobene Spannungen liefern, „Phasenumkehrstufen".

An Phasenumkehrstufen für Gegentaktverstärker werden einige Forderungen gestellt:

Die Beträge der beiden Steuerspannungen müssen bei allen in Frage kommenden Frequenzen gleich groß sein. Beide Spannungen müssen über den gesamten Frequenzbereich gegeneinander um 180° phasenverschoben sein. Oft müssen auch die Quellwiderstände der beiden Steuerspannungen gleich groß sein.

Alle Eigenschaften müssen zeitlich konstant sein, d. h. dürfen sich nicht infolge Alterung, Netzspannungsänderungen usw. (stark) ändern.

Die gebräuchlichsten Phasenumkehrstufen werden im folgenden angegeben.

4.2 Die Katodynschaltung

Die Katodynschaltung ist die einfachste und „sicherste“ Schaltung zur Gewinnung von zwei Gegentakt-Steuerspannungen. Bild 37 zeigt das Prinzip der Schaltung:

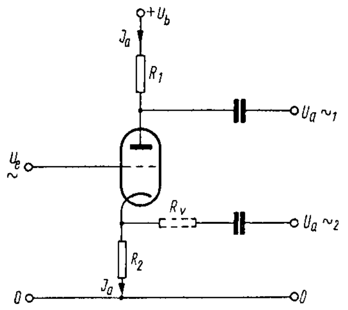


Bild 37. Das Prinzip der Katodyn-Phasenumkehrstufe

Die Widerstände R_1 und R_2 sind gleich groß, sie dienen als Arbeitswiderstände. An der Katode folgt die Spannung in ihrer Phasenlage der Gitterspannung (wie bei der Anodenbasisstufe). An der Anode ist die Spannung bekanntlich um 180° gegenüber der am Gitter phasenverschoben. Beide Ausgangsspannungen sind demzufolge entgegengesetzt gepolt, und das verlangen wir von einer Phasenumkehrstufe.

Da der Anodenwechselstrom der Röhre (der dem Katodenwechselstrom gleich ist) die beiden gleichen Widerstände R_1 und R_2 durchfließt, sind auch die Ausgangsspannungen gleich groß. Sie bleiben es auch bei Röhrenwechsel, Alterung usw.

Beide Ausgangswiderstände sind jedoch verschieden groß. Wo das stört, kann man katodenseitig einen Widerstand R_v (gestrichelt im Bild) einfügen, der etwa gleich groß wie der Innenwiderstand der Röhre ist.

Da der Widerstand R_1 für die Röhre eine starke Stromgegenkopplung darstellt, ist die Verstärkung der Stufe (bezogen auf jede Ausgangsspannung) etwa 1 (siehe auch S. 27).

Um möglichst große Ausgangsspannungen zu erhalten, ist man daran interessiert, die Widerstände R_1 und R_2 groß zu machen. Leider ist dies nicht unbegrenzt möglich. Die Röhrenhersteller geben für jede Röhre einen Maximalwert für die Spannung bzw. den Widerstand zwischen Heizfaden und Katode an, der nicht überschritten werden darf. Die Bilder 38 und 39 zeigen praktisch erprobte Katodynschaltungen mit ihren Werten.

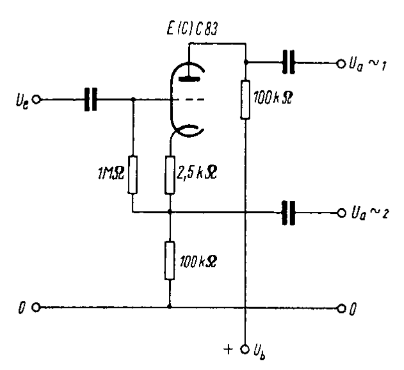
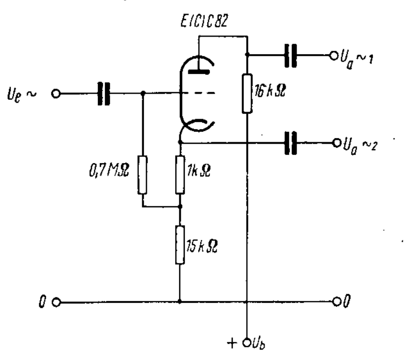


Bild 38 und 39. Katodynstufen mit empfohlenen Werten



4.3 Phasendrehende Stufe mit v = 1

Eine andere Möglichkeit, von der heute bei allen großen Verstärkern Gebrauch gemacht wird, zeigt Bild 40. Das

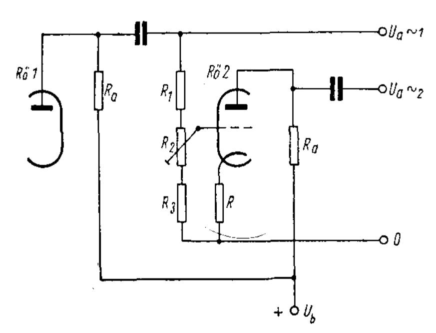


Bild 40. Zum Prinzip der Phasenumkehrstufe mit v = 1

Röhrensystem Rö$_2$ hat nur die Aufgabe, die Spannung um 180° in ihrer Phase zu drehen und so eine zweite Steuerspannung zu liefern. Es darf die Spannung nicht verstärken, damit die beiden Steuerspannungen gleich groß bleiben. Man erreicht das durch einen Spannungsteiler vor dem Gitter (R_1 bis R_3), der die Spannung um so viel teilt, wie sie das Röhrensystem Rö$_2$ verstärkt. Darin liegt die Schwäche der Schaltung. Man kann zwar durch ein Potentiometer die Ausgangsspannung der Phasen-„dreh"-Röhre genau einstellen, sie ändert sich jedoch unter dem Einfluß von Netzspannungsschwankungen und bei Röhrenalterung. Deshalb stabili-

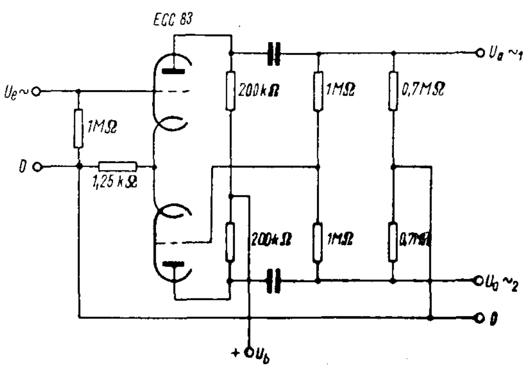


Bild 41. Praktisch ausgeführte Phasenumkehrstufe mit ECC 83

siert man die Verstärkung durch Gegenkopplung, möglichst durch gemeinsamen Katodenwiderstand mit der Vorröhre. Um frequenzabhängige Glieder zu sparen, verwendet man gelegentlich die galvanische Kopplung zur Vorstufe. Bild 41 zeigt eine praktisch ausgeführte Phasendrehstufe mit bewährten Werten.

4.4 Die Gegenkopplung im Endverstärker

Heute gibt es keine moderne Endstufe ohne Gegenkopplung. Man erreicht mit ihr

die Verminderung des Klirrfaktors,
frequenzunabhängigere Ausgangsspannung,
geringeren Ausgangswiderstand (bei Spannungsgegenkopplung).

Außerdem vermindert die Gegenkopplung den Einfluß von Kennlinienstreuungen, was bei Gegentaktschaltungen besonders erwünscht ist, da ja hier die Kennlinien beider Endröhren möglichst genau übereinstimmen sollen.
Warum soll eine Endstufe einen möglichst kleinen Innenwiderstand aufweisen? Nun, dieser verhindert das „Hochlaufen“ der Spannung bei — versehentlich — nicht angeschlossener Last (Lautsprecher). Außerdem bedämpft ein kleiner Ausgangswiderstand die Schwingspule des Lautsprechers, die sonst unerwünschte Einschwingvorgänge ausführt.
Es ist im Rahmen dieses Heftes aus Platzgründen leider nicht möglich, hier die Berechnung der Gegenkopplungen bis in alle Einzelheiten zu behandeln.
Die einfachste Spannungsgegenkopplung erfolgt über eine Stufe (meist die Endstufe). Der durch die Gegenkopplung bedingte Verstärkungsrückgang läßt sich nach folgender Gleichung berechnen:

$$\frac{v}{v'} = 1 + \alpha v ;$$

α ist hierin das Verhältnis der zur GK verwendeten Ausgangsspannung U_{GK} zur gesamten Ausgangsspannung $U_{av\sim}$.
Dieses Verhältnis läßt sich aus dem Spannungsteilerverhältnis des Widerstandsnetzwerkes zwischen Anode und Gitter der gegengekoppelten Röhre berechnen.
Bild 42 zeigt eine gegengekoppelte Endstufe. C_{GK} soll

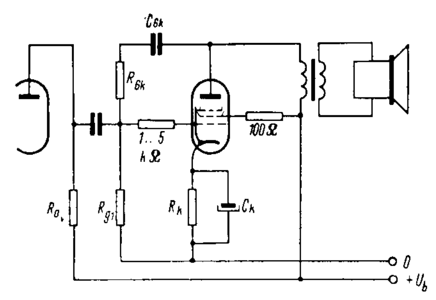


Bild 42. Spannungsgegenkopplung über die Endstufe

einen möglichst kleinen kapazitiven Blindwiderstand gegenüber dem Gegenkopplungswiderstand R_{GK} aufweisen (also großer Kondensator).
Da durch die GK der Eingangsspannungsbedarf der Röhre erhöht wird, muß die Vorröhre eine höhere Ausgangsspannung abgeben können. Das ist natürlich nur in gewissen Grenzen verzerrungsfrei möglich. Deshalb bezieht man gern die Vorstufe in die GK mit ein und koppelt von der Anode der Endstufe auf die Katode der Vorstufe zurück. Bild 43 zeigt die Schaltung. Die Berechnung erfolgt hier zweckmäßigerweise nach

$$\frac{v}{v'} = 1 + v \cdot \frac{R_{k_V}}{R_{k_V} + R_{Gk}} \cdot \left(1 + \frac{1}{v_2} \cdot \frac{R_{Gk}}{R_{a_V}}\right);$$

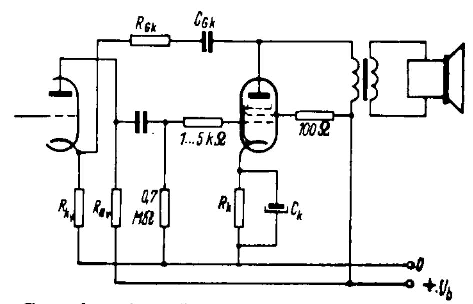


Bild 43. Gegenkopplung über End- und Vorstufe

v_2 ist die Verstärkung der Endstufe, über die anderen Symbole gibt Bild 43 Auskunft.
In beiden Schaltungen kann man C — da es die Funktion nicht beeinflußt — fortlassen, wenn man dadurch die Gleichspannungsverhältnisse der Vorstufe nicht unzulässig ändert.

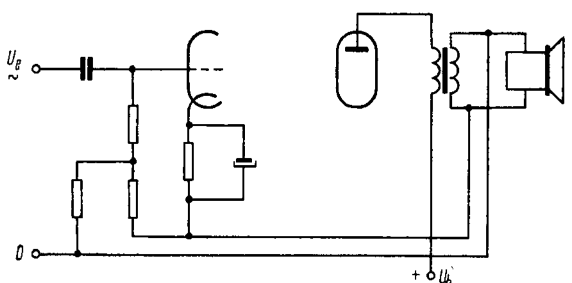


Bild 44. Gegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers

Für die Gegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers aus auf das Gitter der Vorstufe (Bild 44) geht man zweckmäßigerweise von der Grundgleichung auf S. 53 aus, setzt jedoch für v die mit dem Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers multiplizierte Gesamtverstärkung und für α wieder das Spannungsteilerverhältnis des Gegenkopplungsnetzwerkes ein.
Erwähnt sei außerdem, daß man durch die Verwendung von geeignet in das Gegenkopplungsnetzwerk geschalteten Kapazitäten den Frequenzgang des Verstärkers beeinflussen kann: In den Bildern 42 und 43 bewirkt C_{GK} — falls zu klein bemessen — eine Baßanhebung, weil durch das Ansteigen seines kapazitiven Widerstandes die Gegenkopplung für tiefe Frequenzen geringer wird. Macht man C_{GK} noch kleiner, so kann der Verstärker sogar als Generator wirken, d. h., er schwingt.
Die Schwingneigung ist übrigens auch der Grund, warum Gegenkopplungen über drei Stufen nur bei sehr sorgfältiger Dimensionierung und über vier Stufen nicht mehr gelingen. Der Amateur mit meist geringen Meßmöglichkeiten tut gut daran, nur jeweils über zwei Stufen gegenzukoppeln.

Bei Eigenentwurf von Gegenkopplungsschaltungen ist zu berücksichtigen, daß die Gegenkopplungsspannung stets eine Verkleinerung der Nutzspannung bewirken soll. Dies ist durch eine kurze Kontrolle auf richtige Phasenlage der Spannungen zu überprüfen.

4.5 Die Ultralinearschaltung

Die sogenannte Ultralinearschaltung ist eine Schirmgitterspannungsgegenkopplung, die sich bei jeder Endpentode anwenden läßt. Hier wird – ausnahmsweise – auch die Ausgangsleistung durch die Gegenkopplung reduziert. Die Schaltung zeigt Bild 45. Das Schirmgitter

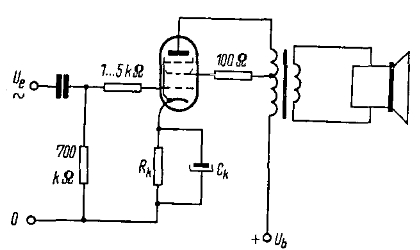


Bild 45. Endstufe in Ultralinearschaltung

ist nicht, wie allgemein üblich, an U_b, sondern an eine Anzapfung auf der Primärseite des Ausgangsübertragers geführt. Dadurch steuert das Schirmgitter „dem Gitter entgegen". Wir können uns die Wirkungsweise der Ultralinearschaltung sehr einfach erklären:

Läge das Schirmgitter an der vollen Wicklung des Übertragers, so würde die Röhre als Triode arbeiten, denn Anode und Schirmgitter wären verbunden. Im anderen Extremfall läge das Schirmgitter an $+ U_b$, die Röhre würde als „reine" Pentode wirken. Bei Anschluß des Schirmgitters an eine Anzapfung der Trafowicklung arbeitet die Röhre als ein Zwischending zwischen Triode und Pentode. Im einzelnen tritt dabei folgendes auf:

a) Der Innenwiderstand der Röhre ist kleiner als in „klassischer" Pentodenschaltung.

b) Die Ausgangsleistung ist geringer als in Pentodenschaltung.

c) Die Verzerrungen sind bei Vollaussteuerung kleiner als in Pentodenschaltung.

Um einen sinnvollen Kompromiß zwischen Verringerung der Ausgangsleistung und Verringerung des Innenwiderstandes zu treffen, schließt man das Schirmgitter ungefähr bei 1/5 bis 1/3 der Gesamtwindungszahl der Primärwicklung an.

4.6 Spezialschaltungen der Endstufe

Es gibt einige Spezialschaltungen für die Endstufe, die gelegentlich auftauchen. Obwohl sie meist einige bemerkenswerte Vorteile gegenüber den konventionellen Schaltungen aufweisen, konnten sie sich bis jetzt nicht generell durchsetzen.

Die „eisenlose“ Endstufe leitet ihren Namen aus der Besonderheit ab, daß sie ohne Ausgangsübertrager arbeitet und demzufolge auch keine Verzerrungen durch den Übertragerkern aufweist.

Zu diesem Zweck mußte der Anpaßwiderstand möglichst klein sein, da sich Schwingspulen mit 4 bis 8 kΩ, wie sie der R_a der meisten Endröhren verlangt, nur schwer realisieren lassen. Außerdem ist die übliche Gegentaktschaltung unbrauchbar, denn es ist schwierig, die Schwingspule mit einer Mittelanzapfung auszuführen.

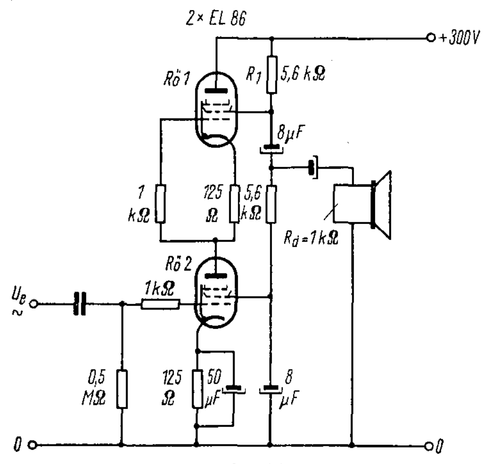


Bild 46. Eisenlose Endstufe mit 2 × EL 86

In Bild 46 sehen wir die ausgeführte Schaltung einer eisenlosen Endstufe mit zwei der für diesen Zweck speziell entwickelten Röhren EL 86. Mit ihr erreicht man etwa 5 W Ausgangsleistung bei 10 Prozent Klirrfaktor, also wenig für den beträchtlichen Aufwand. Durch Ersatz des Widerstandes R_1 durch eine NF-Drossel und getrennte Einspeisung der Schirmgitterspannung für $Rö_2$ (150 V), lassen sich etwa 9 W bei leicht geänderter Anpassung ($R_a = 800\ \Omega$) erreichen.

Die Gegenparallelschaltung (auch PPP = Push-Pull-Parallelschaltung genannt) stellt eine Weiterentwicklung der eisenlosen Endstufe dar. Ihre Wirkungsweise geht aus Bild 47 hervor. Es sind zwei galvanisch getrennte

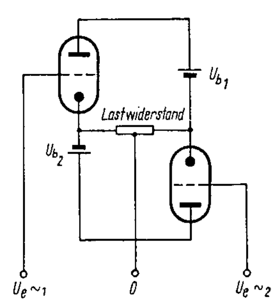


Bild 47. Prinzipschaltung des Gegenparallelverstärkers

Netzteile erforderlich, die allerdings in Einweg-Gleichrichterschaltung arbeiten können. Der Vorteil der Schaltung ist, daß ihr Anpassungswiderstand (genau wie bei der eisenlosen Endstufe) nur 1/4 der konventionellen Gegentaktschaltung beträgt. Außerdem kann man den Ausgangsübertrager – da die Primärseite keine Gleichspannung gegen Erde führt – als Autotrafo ausführen, erreicht also eine relativ hohe Qualität mit wenig Aufwand.

Die Gegenparallelschaltung wurde von dem Finnen T. M. Köykkä entwickelt, die erste praktisch ausgeführte Schaltung in der DDR wurde von Herrmann und Sachs veröffentlicht. Bild 48 zeigt die letztgenannte Schaltung. Zur Vollaussteuerung des Verstärkers genügen etwa 350 mV, die Ausgangsleistung beträgt 12,5 W bei $< 0{,}5$

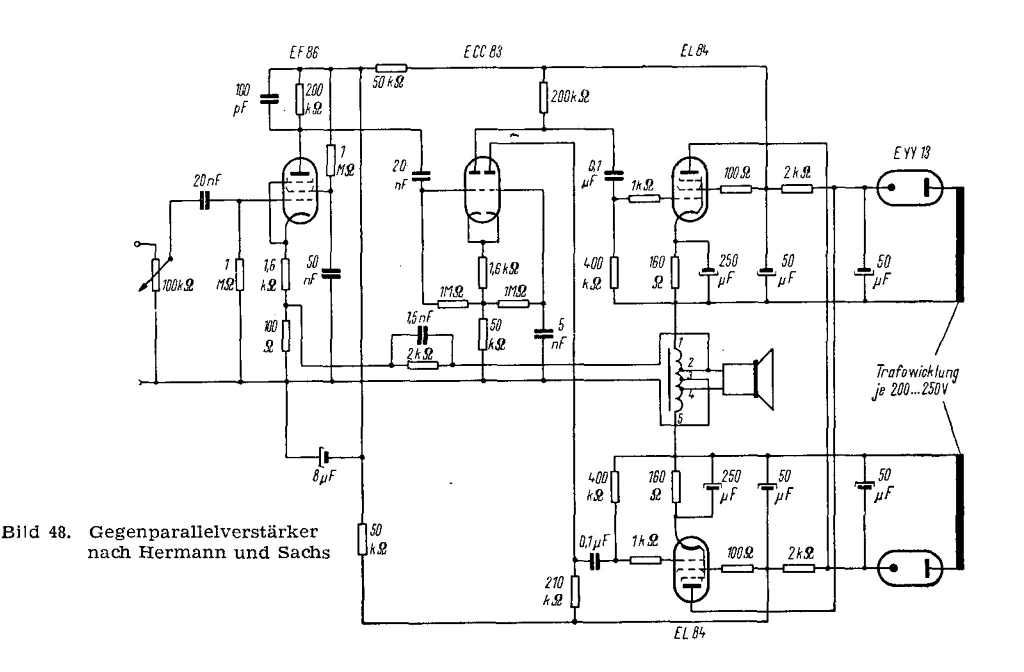


Bild 48. Gegenparallelverstärker nach Hermann und Sachs

Prozent Klirrfaktor. Der Frequenzgang (über den gesamten Verstärker) liegt bei ± 0,2 dB zwischen 30 und 20 000 Hz.

Weitere Verstärkerschaltungen sind in den Bildern 49 und 50 angegeben.

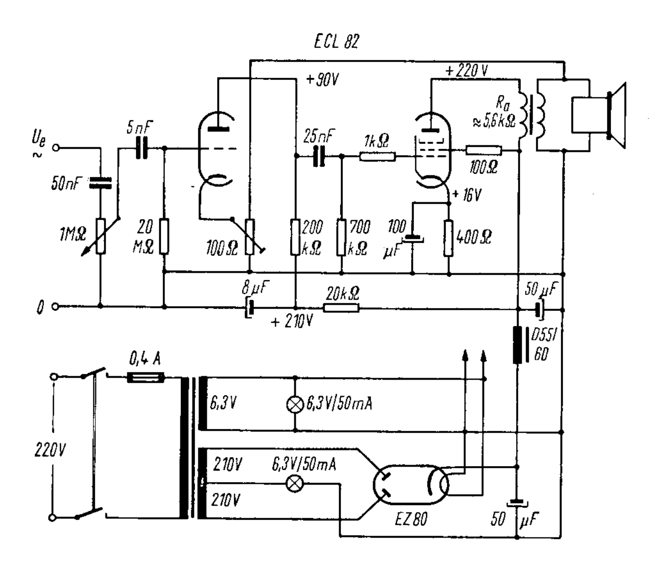


Bild 49. Kleiner Endverstärker mit Vorstufe, N_a etwa 3 W, U_e mindestens 130 mV

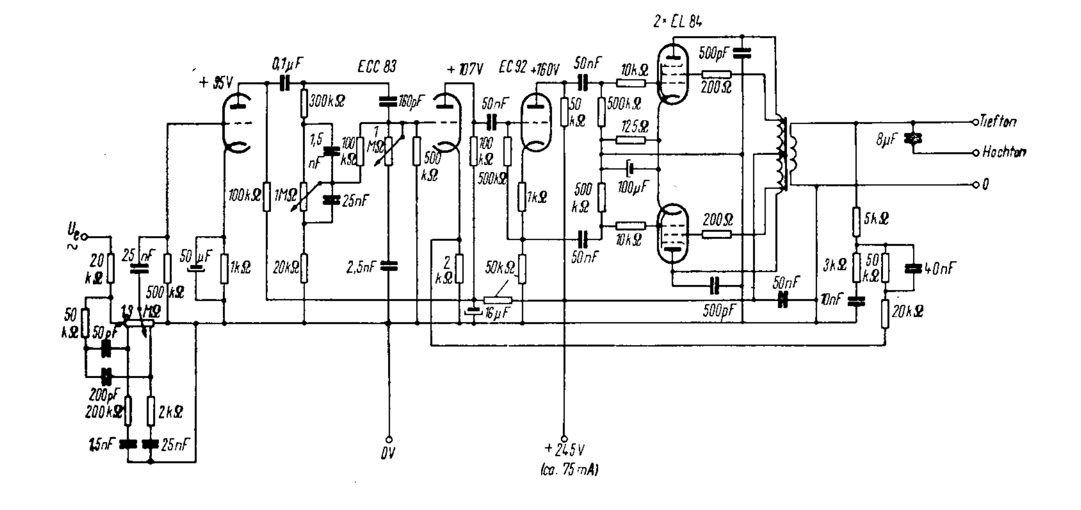


Bild 50. Hochwertiger Verstärker für N_a etwa 8 bis 10 W vom VEB Elektroakustik Hartmannsdorf

5. VERSTÄRKER FÜR GROSSE LEISTUNGEN

Im Prinzip sind für den Endverstärker für große Ausgangsleistungen die gleichen Schaltungen anwendbar wie für den Verstärker kleiner Endleistungen. Es gibt keine scharfe Trennung zwischen den Begriffen „kleine" und „große" Endleistung, die wir willkürlich vornahmen, weil der Verwendungszweck der Verstärker verschieden ist.

Verstärker für große Leistungen (d. h. über 10 W) werden vom Amateur selten benötigt. Neben der – gelegentlichen – Beschallung von Sälen und Freiflächen (z. B. bei Veranstaltungen) benötigt vor allem der Kurzwellenamateur derartige Verstärker zur Anodenmodulation seines Senders. In beiden Fällen stellt man an die Wiedergabequalität nicht die gleichen hohen Forderungen wie an einen Endverstärker zur Wiedergabe in Wohnzimmerräumen.

Die Schaltung für Verstärker größerer Leistung wird (je größer die Endleistung, um so stärker) von der Forde-

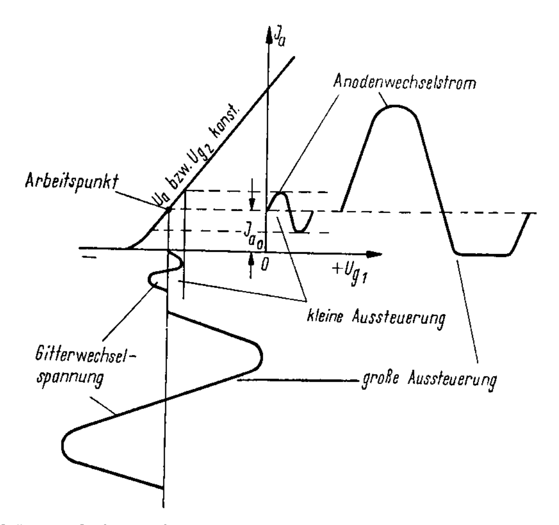


Bild 51. Arbeitspunkt der Endstufe im AB-Betrieb

rung nach günstigem Wirkungsgrad bestimmt. Man kann es sich nicht leisten, mehrere hundert VA Netzleistung zu „verbraten“, um 20 W Endleistung zu erzielen. Zur Erhöhung des Wirkungsgrades verwendet man die folgenden Schaltungen:

5.1 Der AB-Gegentaktverstärker

Diese Schaltung – die man gelegentlich auch beim kleineren Endverstärker trifft – weist zwei in Gegentakt arbeitende Röhren auf. Hier ist der Arbeitspunkt jedoch nicht wie beim A-Verstärker in der Mitte des geradlinigen Teiles der Kennlinie (siehe Bild 34), sondern etwas darunter zu finden. Die Bilder 51 und 52 zeigen den Unterschied der Arbeitspunkte beim AB- und dem B-Verstärker (den wir später besprechen werden). Es ist verständlich, daß die Arbeitsweise des AB-Verstärkers bei Eintaktbetrieb zu Verzerrungen führt, sobald die Aussteuerung den nichtlinearen Teil der Kennlinie erreicht: Beide Halbwellen würden unterschiedlich verstärkt werden. In der Gegentaktschaltung kompensieren sich jedoch diese Verzerrungen, da stets eine Röhre (bei

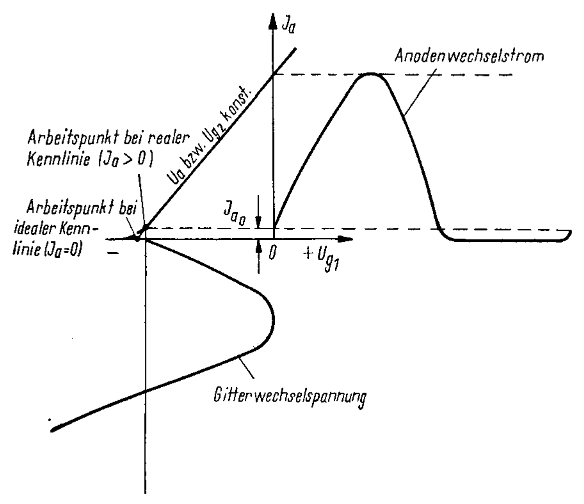


Bild 52. Arbeitspunkt der Endstufe im B-Betrieb

jeder Halbwelle) die volle Leistung abgibt. Dadurch, daß die Röhren unterhalb des „A-Arbeitspunktes" arbeiten, ist ihr Ruhestrom geringer als im A-Betrieb, außerdem geben sie eine größere Endleistung ab.

Man unterscheidet gelegentlich beim AB-Betrieb zwischen der Aussteuerung bis zum Gitterstromeinsatzpunkt (AB_1-Betrieb) und der Aussteuerung bis zu positiven Gitterspannungen (AB_2-Betrieb). Die zweite Möglichkeit ergibt meist größere Ausgangsleistungen, erfordert jedoch eine „Gitterwechselleistung", d. h., die Aussteuerung der Endstufe kann nicht mehr leistungslos erfolgen. Das wiederum bedingt natürlich besondere Schaltungen der Vorendstufe.

Tabelle 6 gibt die Betriebswerte handelsüblicher Röhren für den AB-Betrieb wieder, die Schaltung zeigt Bild 53.

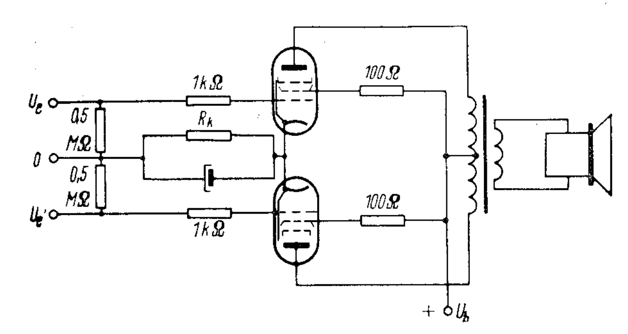


Bild 53. Prinzipschaltung der Endstufe im AB-Betrieb

Sie unterscheidet sich äußerlich wenig von der Gegentakt-A-Schaltung, man beachte jedoch den gegenüber dem A-Betrieb verschiedenen Anpassungswiderstand!

Interessant bei der Gegentakt-AB-Schaltung ist der gemeinsame Katodenwiderstand der beiden Endröhren. Er verschiebt bei großer Aussteuerung den Arbeitspunkt nach negativeren Gittervorspannungen hin, während bei kleinen Aussteuerungen die Röhren nahezu im A-Betrieb arbeiten. Für den Praktiker hat diese Schaltung eine unliebsame Konsequenz: Bei Ausfall einer Röhre (oder bei deren Entfernung aus dem Verstärker während des Betriebes) wird die intakte (oder verbleibende) Röhre

zwangsläufig überlastet, da sie jetzt mit wesentlich geringerer Gittervorspannung — d. h. größerem Anodenstrom — arbeitet.

Tabelle 6: Daten handelsüblicher Röhren im Gegentakt-AB_1-Betrieb

Röhren	U_b V	I_a mA	I_{g2} mA	R_k Ω	$R_{a/a}$ kΩ	N_a W	k %	$U_{g/g\,eff}$ V
EL 34	375[1]	2 × 95	2 × 22,5	130	3,4	35	5	42
EL 84	250	2 × 37,5	2 × 7,5	130	8	11	3	16
	300	2 × 46	2 × 11	130	8	17	4	20
	250	2 × 42	2 × 8	260[2]	8	11	4	14,8
EL 95	250	2 × 26	2 × 7,5	360[2]	10	7	5	9
	200	2 × 20	2 × 5,2	360[2]	10	4,1	4,5	7
6 L 6	360	2 × 56	2 × 8,5	250	9	24,5	4	40
6 V 6	250	2 × 46	2 × 6,5	120	10	10	5	21

[1]) U_a bei Vollaussteuerung etwa 350 V.
[2]) Pro Röhre.

5.2 Der B-Gegentaktverstärker

Legt man den Arbeitspunkt der Röhre noch weiter in Richtung zu negativeren Gittervorspannungen, so gelangt man schließlich zum B-Betrieb: Der Anodenruhestrom ist (nahezu) Null, die Röhre wird nur während einer Halbperiode ausgesteuert. Durch die Gegentaktschaltung zweier Röhren gelangt man auch hier zum verzerrungsfreien Arbeiten. Der Wirkungsgrad erhöht sich (theoretisch!) bis zu 78,5 Prozent.

In der Praxis läßt sich der geschilderte B-Betrieb nicht so verwirklichen. Da die Röhrenkennlinien nicht die ideale Form aufweisen (in Bild 52 ausgezogene Linie), nimmt man einen endlichen Anodenruhestrom in Kauf — allerdings ist dieser sehr klein. Man könnte natürlich die Gittervorspannung so weit erhöhen, bis auch der sogenannte Anodenschwanzstrom zugesteuert ist, also I_a tatsächlich Null wird. Dabei würden aber die Verzerrungen bei kleinen Aussteuerungen so groß werden, daß sie untragbar sind. Deshalb der erwähnte Kompromiß. Die relativ großen Verzerrungen bei k l e i n e n Aussteuerungen sind übrigens kennzeichnend für den Gegentakt-B-Verstärker!

Während man früher bei B-Betrieb stets in das Gitterstromgebiet hineinsteuerte (positive Gitterspannung), ist

das bei den modernen Endröhren oft nicht nötig. Man könnte auch hier — analog zum AB-Betrieb — eine Unterscheidung zwischen B_1- und B_2-Betrieb treffen. In Tabelle 7 sind die Daten der wichtigsten Röhren im B-Betrieb angegeben, dort, wo es sich um die Aussteuerung ins Gitterstromgebiet handelt, ist dies ausdrücklich (durch Fußnote) hervorgehoben.

Die Gegentakt-B-Endstufe unterscheidet sich — auch bei leistungsloser Aussteuerung — in einigen Punkten von der Gegentakt-A- bzw. -AB-Endstufe.

Zunächst ist zu beachten, daß zwischen nichtausgesteuerten und ausgesteuerten Röhren eine erhebliche Anodenstromdifferenz besteht (größer als beim AB-Betrieb). Der Netzteil muß demzufolge einen möglichst kleinen Innenwiderstand haben, weil sonst die Anodenspannung bei Aussteuerung absinkt, d. h., die angegebene maximale Ausgangsleistung wird nicht erreicht. Als Faustformel für die Anodenstromdifferenz zwischen nichtausgesteuerter und ausgesteuerter Röhre mag man sich merken:

Der Anodenruhestrom beträgt etwa 0,2 bis 0,6 des Wertes bei Vollaussteuerung.

Es empfiehlt sich, keinen Ladeelko im Netzteil, sondern einen L-Eingang zu verwenden (siehe Kapitel 7), zumindest niederohmige Netztransformatoren und Gleichrichter (Ge- oder Si-Elemente, evtl. gasgefüllte Gleichrichterröhren).

5.3 Die Gittervorspannung bei der Gegentakt-B-Endstufe

Von besonderer Wichtigkeit ist die Gewinnung der Gittervorspannung bei der Gegentakt-B-Endstufe. Sie kann nämlich nicht, wie bei Röhren im A- und AB-Betrieb, automatisch, d. h. über einen Katodenwiderstand, gewonnen werden. Der Grund ist leicht einzusehen: Ohne Aussteuerung fließt nur ein sehr kleiner Anodenstrom. Um den Arbeitspunkt in den unteren Knick der Röhrenkennlinie zu legen, muß die Gittervorspannung relativ groß (etwa zweimal so groß wie im A-Betrieb) sein. Das bedingt einen großen Katodenwiderstand.

Bei Aussteuerung vergrößert sich der Anodenstrom, die Gittervorspannung als das Produkt I_k. R_k wächst ebenfalls an, d. h., der Arbeitspunkt würde hinter den Knick der Kennlinie rutschen. Die Röhre wäre während eines

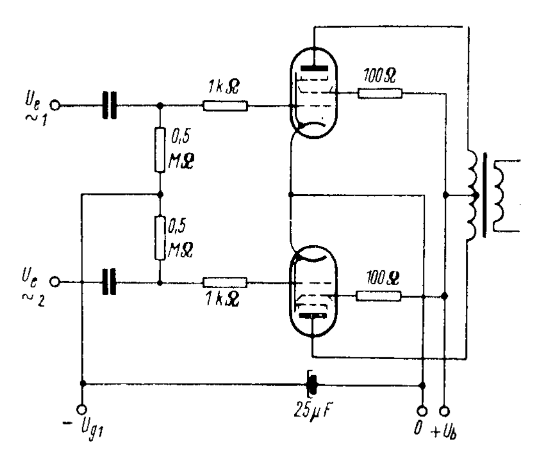


Bild 54. Prinzipschaltung der Endstufe im B-Betrieb

großen Teiles der Periode (> 180°) gesperrt, unerträglich große Verzerrungen wären die Folge.

Deshalb ist ein Kennzeichen aller B-Endstufen die feste Gittervorspannung (Bild 54). Man kann sie auf verschiedene Art gewinnen. Allgemein haben sich getrennte Gleichrichter zu diesem Zweck durchgesetzt. Auf dem Netztrafo – evtl. auf einem kleineren Zusatztrafo – ist eine der Größe der Gittervorspannung entsprechende Wicklung aufgebracht, die mit Hilfe eines Gleichrichters eine gegen Null-Volt negative Spannung erzeugt. Da der Gitterstrom sehr klein ist, kann die Gittervorspannungsquelle hochohmig sein, und man kommt mit einfachen (höchstens doppelten) RC-Siebketten aus. Auf alle Fälle ist es erforderlich, die Gittervorspannung einstellbar zu machen, zweckmäßigerweise für jede Röhre getrennt.

Außerdem ist folgendes zu beachten: Fällt die Gittervorspannung aus irgendeinem Grunde einmal aus, so ziehen die Röhren einen hohen Ruhestrom, der sie nach kurzer Zeit zerstört. Für Anlagen mit B-Endstufen empfiehlt sich deshalb eine einfache Blockierungseinrichtung, die die Anodenspannung abschaltet, wenn keine Gittervorspannung vorhanden ist. Bei der Behandlung der Netzteile im Kapitel 7 wird eine einfache Blockierungseinrichtung beschrieben.

5.4 Gegentakt-B-Endstufen mit Gitterstrom

Die Kennlinien einiger — besonders älterer — Endröhren sind so beschaffen, daß man ins Gitterstromgebiet hineinsteuern muß, um zu einem erträglichen Wirkungsgrad zu gelangen. Die amerikanische Doppeltriode 6 N 7 wurde sogar speziell für Gegentakt-B-Endstufen geschaffen, ihre Gittervorspannung bei Ruhestrom liegt bei 0 Volt. Besonders unseren Kurzwellenamateuren ist aus Erfahrung bekannt, daß die Aussteuerung bis ins Gitterstromgebiet eine Steuerl e i s t u n g erfordert. Diese muß natürlich von der Vorstufe aufgebracht werden. RC-Verstärker sind dazu wenig geeignet, da an ihrem hochohmigen Ausgang bei Leistungsentnahme die Spannung zusammenbrechen würde, was zu Verzerrungen führt (Bild 55).

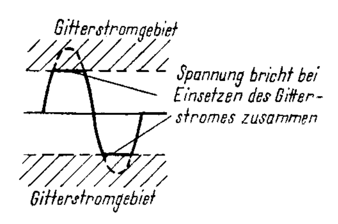


Bild 55. Verzerrung beim B_2-Betrieb durch hochohmige Vorstufe (Steuerspannung bricht bei den Spitzen infolge Gitterstrom zusammen)

Es gibt verschiedene Möglichkeiten für die Aussteuerung von Gegentakt-Endstufen mit Gitterstrom. Die älteste — und zweifellos auch die einfachste — ist die transformatorische Ankopplung der Vorstufe, die natürlich in der Lage sein muß, die Steuerleistung abzugeben (Bild 56).

Man transformiert die Ausgangsspannung der Vorstufe leicht abwärts (1 : 1,5 bis 1 : 3); so wird eine gewisse „Anpassung“ erzielt.

Dieser Schaltung haften allerdings einige Mängel an, die die Pioniere der zwanziger Jahre ernsthaft beschäftigten. Der Innenwiderstand einer Röhre kann bei größeren Aussteuerungen nicht mehr als konstant angesehen werden. Er ist bei der positiven Halbwelle (an der Anode) kleiner als bei der negativen. Bezogen auf die Vorröhre

bedeutet das, daß die Aussteuerung der beiden Endröhren nicht völlig symmetrisch ist, besonders bei knapper Dimensionierung der Vorröhren. Günstiger verhält sich die Schaltung entsprechend Bild 57, in der jede Endstufe ihre transformatorisch angekoppelte Vorstufe hat. Durch geschickte Polung der Übertrager erreicht man, daß die Innenwiderstände der Vorröhren am kleinsten sind, wenn Gitterstrom in der Endröhre auftritt, d. h. der Belastungswiderstand für die Vorendstufen ebenfalls am kleinsten ist.

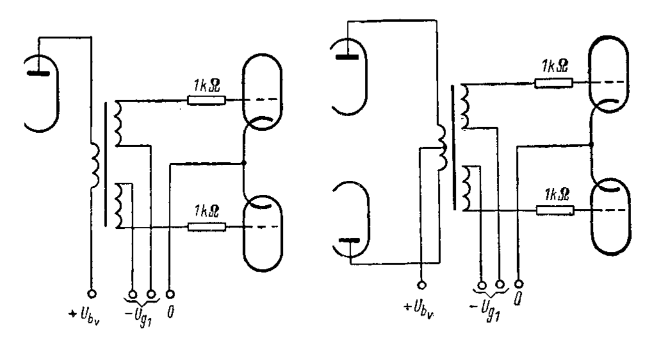


Bild 56 und 57. Zwei verschiedene Schaltungen der transformatorgekoppelten Steuerstufe für B_2-Betrieb

Da der Gitterstrom in der Endstufe nicht kontinuierlich, sondern kurzfristig während der positiven Halbwelle auftritt, kann er zu gedämpften Schwingungen (Überschwingen) in der Induktivität des Steuertransformators führen. Das ist natürlich im höchsten Grade unerwünscht, da solche Einschwingvorgänge hörbar sind. Schon die Rundfunkpioniere halfen sich mit künstlicher Bedämpfung der Steuertransformatoren, teils als Parallelwiderstände, teils als Widerstandswicklung des Transformators selbst. In beiden Fällen muß die in der Dämpfung vernichtete NF-Leistung von der Vor-Endstufe aufgebracht werden.

Obwohl die moderne Technik sowohl leistungsfähige Steuerstufen als auch hochwertige Steuertransformatoren herzustellen vermag, vermeidet man nach Möglichkeit die Aussteuerung in das Gitterstromgebiet – und

damit die Probleme der Ansteuerung. Das ist durch entsprechende Kennliniengebung der Röhren bei k l e i n e r e n Verstärkern möglich. Moderne Großverstärker (etwa in den Modulationsstufen eines Großsenders) kommen freilich nicht ohne Gitterleistungssteuerung aus.

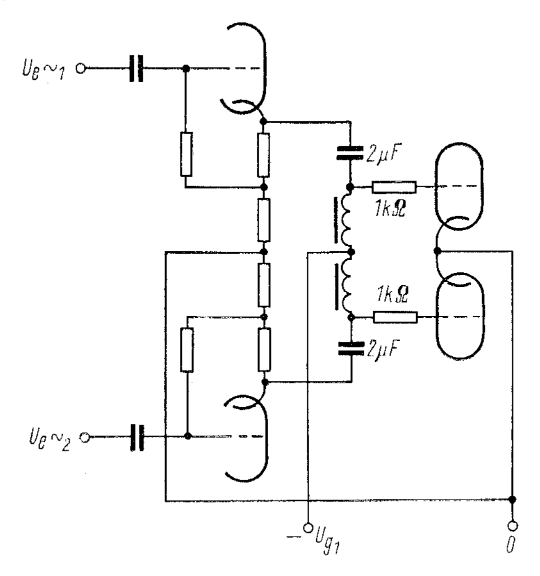


Bild 58. Leistungsteuerstufe mit Anodenbasisschaltung

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß man prinzipiell die Steuerleistung auch in Anodenbasis-Steuerstufen aufbringen kann (Bild 58). Diese Stufen sind hinreichend niederohmig, um die Steuerspannung bei Auftreten des Gitterstromes nicht zusammenbrechen zu lassen. Allerdings muß auch der Gitterableitwiderstand relativ niederohmig sein, wenn man keine NF-Drossel verwenden will.

Weitere Leistungsverstärkerschaltungen werden in den Bildern 59 und 60 angegeben.

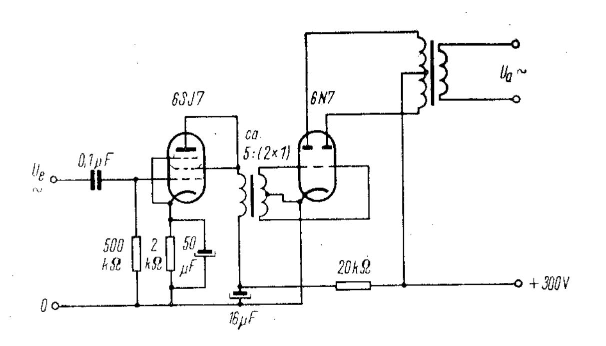


Bild 59. Kleiner Leistungsverstärker im B-Betrieb mit 6 N 7

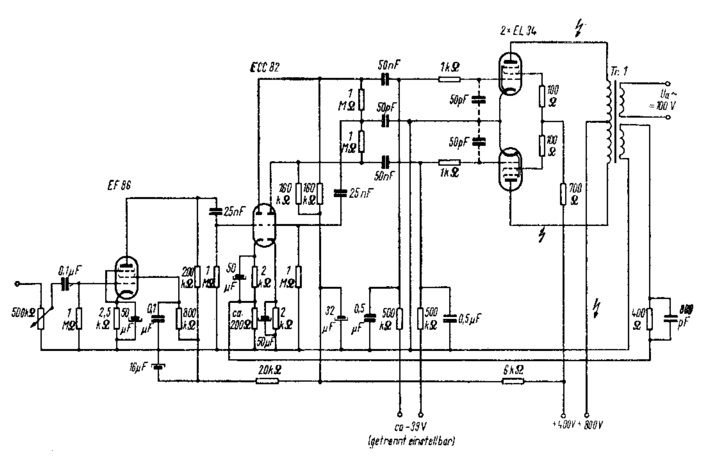


Bild 60. 100-W-Verstärker mit 2 × EL 34 nach Angaben der Röhrenhersteller. Der Aufbau ist sehr sorgfältig durchzuführen (Schwingneigung der Endstufe!). Mit den gestrichelt bzw. mit einem * gezeichneten Kondensatoren kann eine Schwingneigung bei sonst einwandfreiem Aufbau gegebenenfalls unterdrückt werden

Tabelle 7: Daten handelsüblicher Röhren im Gegentakt-B-Betrieb

Röhren	U_b V	I_{a0} mA	I_{ad} mA	I_{g20} mA	I_{g2d} mA	$-U_{gl}$ V	N_a W	k %	$U_{g/g}$ V	$R_{a/a}$ kΩ
EL 34	375	2×35	2×120	2×4,7[1]	2×25	36	44	5	22,7	2,8
	425	2×30	2×120	2×4,4[2]	2×25	38	55	5	27	3,4
	500	2×30	2×125	2×4[3]	2×25	36	70	5	25,8	4
	800	2×25	2× 91	2×3[3]	2×19	39	100	5	23,4	11
EL 81	170	2×20	2× 73	2×1,5[4]	2×10	27	13,5	5,5	38	2,5
	200	2×25	2× 87	2×2[4]	2×12,5	31,5	20	5,5	45	2,5
EL 84	250	2×10	2× 37,5	2×1,1	2× 7,5	11,6	11	3	16	8
	300	2× 7,5	2× 46	2×0,8	2×11	14,7	17	4	20	8
SRS 4452	300	2×12,5	2× 35	1,2[5]	19[5]	25	13,2	3,5	58	11
	500	2×12,5	2× 36,6	0,7[5]	16[5]	26	23,5	3,5	52	20
SRS 4451	300[6]	2×20	2× 56	2,2[5]	28[5]	26	22,5	2,9	36,8	6,5
	300[7]	2×25	2× 95	2,8[5]	28[5]	25	37	5	53	4
	450[6]	2×20	2× 58	1,4[5]	27[5]	27,5	35	3,1	38,9	10
	450[7]	2×25	2× 97	1,9[5]	28[5]	25	60	5	53,8	6
	600[6]	2×20	2× 62	0,9[5]	23[5]	27,5	50	2,4	38,9	12,5
	600[7]	2×25	2×100	1,2[5]	26[5]	25	86	5		
6 N 7	300[8]	2×17,5	2× 35			0	10	4	41	8
EL 95	250	2× 8	2× 27	2×1,2	2×7,5	13	6,5	3,5	9	10

Anmerkungen:

1) Schirmgitterwiderstand für beide Röhren gemeinsam 470 Ω.

2) Schirmgitterwiderstand für beide Röhren gemeinsam 1 kΩ.

3) Schirmgitterwiderstand für beide Röhren gemeinsam 750 Ω.

4) Schirmgitterwiderstand für beide Röhren gemeinsam 1 kΩ.

5) Feste Schirmgitterspannung 250 V, Werte für Schirmgitterstrom beider Röhrensysteme.

6) Aussteuerung bis $U_{gl} = 0$ (B_1-Betrieb).

7) Aussteuerung bis ins positive Gitterspannungsgebiet (B_2-Betrieb), erforderliche Steuerleistung etwa 100 mW.

8) B_2-Betrieb, Gitterwechselleistung etwa 400 mW.

5.5 Hinweis auf die Sicherheitsbestimmungen

Wie aus Tabelle 7 ersichtlich, erfordern B-Verstärker hoher Ausgangsleistungen große Betriebsspannungen (bis zu 800 V). Im Vergleich zur Hochspannung im Fernsehgerät oder Katodenstrahloszillograph ist dies ein relativ geringer Wert. Während jedoch der Innenwiderstand der Hochspannung bei den letztgenannten Geräten groß ist (sehr kleine Ströme!), trifft dies beim Netzteil des B-Verstärkers nicht zu, denn man ist ja an einem möglichst geringen Innenwiderstand der Anodenspannungsquelle interessiert. Die zufällige Berührung eines spannungsführenden Teiles im Hochleistungsverstärker kann zu schweren gesundheitlichen Schäden und sogar zum Tod führen.

Eine Berührung mit der Anodenspannung kann infolge schadhafter oder unzureichend bemessener Isolation möglich sein. Wer bereits in der Praxis mit Hochspannungsfragen zu tun hatte, kennt dieses ernste Problem. Viele Unfälle wurden durch Leichtfertigkeit verursacht! Bei der Montage von Leistungsverstärkern mit Betriebsspannungen über 250 bis 300 V ist darum auf folgende Punkte besonders zu achten:

a) Jede Leitung, die hohe Spannungen gegen das Chassis führt, muß ausreichend isoliert sein. Anodenleitungen sind zusätzlich möglichst freitragend zu verlegen (keine unmittelbare Berührung mit dem Chassis). Die Leitungen sind zu befestigen, Chassisdurchbrüche nur über Durchführungsisolatoren vorzunehmen.

b) Alle Abschirmungen, Gehäuse von Bauteilen usw. sind eindeutig an Masse zu legen.

c) Die Anodenspannung ist ausreichend abzusichern. Fertige Geräte müssen in ein Gehäuse eingebaut sein, das ein zufälliges Berühren spannungsführender Teile ausschließt. Etwaige Steckverbindungen müssen so beschaffen sein, daß spannungsführende Kontakte – auch in getrenntem Zustand – nicht zufällig berührt werden können.

d) Beim Öffnen des fertigen Gerätes muß eine Vorrichtung die Anodenspannung unterbrechen und gleichzeitig die Siebkondensatoren entladen.

Selbstverständlich verursacht die Einhaltung der ge-

nannten Sicherheitsvorschriften zusätzliche Kosten beim Aufbau der Verstärkeranlage. Formal könnte man sich sogar auf den Standpunkt stellen: „Was ich zu Hause mache, ist meine Sache.“ Abgesehen von der juristischen Anfechtbarkeit dieses Standpunktes, sollte man die Folgen eines evtl. Unfalles bedenken, der durch ein selbstgebautes Gerät (durch leichtfertigen Aufbau) verursacht wurde.

5.6 Verstärker für stereophonische Wiedergabe

Zum Schluß dieses Kapitels wollen wir ein Spezialgebiet streifen: den Verstärker für stereophonische Wiedergabe. In den letzten Jahren gewann die seitenbezogene Stereophonie stark an Bedeutung. Bisher wurde sie in Europa nur beim Tonband und bei der Schallplatte in größerem Rahmen realisiert. In allen Fällen setzt sie zwei möglichst gleichartige Verstärkeranlagen — von der Tonfrequenzquelle bis zum Lautsprecher — voraus. Ihre elektrischen Schaltungen bieten keine Besonderheiten, man kann für jeden der beiden „Kanäle“ die in diesem Heft gezeigten Schaltungen verwenden — nur müssen es in beiden Kanälen die gleichen sein.

Die Lautstärke beider Verstärker wird zweckmäßigerweise über ein Doppelpotentiometer gemeinsam geregelt. Da logarithmische Doppelpotentiometer untereinander einen ungenügenden Gleichlauf aufweisen, verwendet die Industrie doppel-lineare Regler mit Anzapfungen, zu denen Festwiderstände parallelgeschaltet werden. Man erreicht so gleichzeitig einen befriedigenden Gleichlauf und eine gehörmäßige (einigermaßen) korrekte Lautstärkeregelung. Da solche Potentiometer vorläufig nicht für den Amateur erhältlich sind, wird dieser entweder zwei getrennte Regler oder ein doppellogarithmisches Potentiometer verwenden. Einen Ausgleich- oder „Balance“-Regler zum Abgleich beider Verstärkerzüge auf gleiche Empfindlichkeit benötigt man in allen Fällen. Bild 61 zeigt eine Schaltungsmöglichkeit für den Balance-Regler, der in die nicht gegengekoppelten Vorstufen gelegt wird.

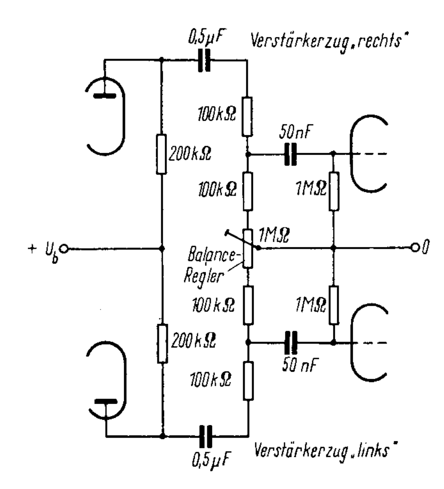


Bild 61. Schaltung für den „Balance“-Regler im Stereoverstärker

6. DER AUSGANGSÜBERTRAGER

Dieses Heft kann nicht die vollständige Anleitung zur Berechnung eines Ausgangsübertragers enthalten. Die Problematik ist sehr kompliziert und setzt einige Erfahrung voraus. Wir begnügen uns also damit, dem Leser zu helfen, über die Verwendungsfähigkeit eines Übertragers zu entscheiden bzw. die wichtigsten technischen Daten eines zu berechnenden Übertragers zusammenzustellen.

Jede Endröhre gibt (entsprechend der Röhrentabelle) eine bestimmte Niederfrequenzleistung an einen bestimmten Außenwiderstand ab. Diese Leistung ist das Produkt der der Anodengleichspannung überlagerten Anoden w e c h s e l s p a n n u n g und des dem Anodengleichstrom überlagerten Anodenwechselstromes. Der in den Röhrentabellen angegebene R_a (bzw. $R_{a/a}$) ist ein W e c h s e l s t r o m widerstand, für Gleichstrom soll der Übertrager einen möglichst geringen Widerstand besitzen.

Im allgemeinen wird die Niederfrequenzleistung Lautsprechern zugeführt. Diese haben relativ niederohmige Schwingspulen, die nicht von Gleichstrom durchflossen werden sollen.

Der Ausgangsübertrager transformiert den Widerstand der Lautsprecherschwingspule auf den vom Röhrenhersteller angegebenen Wert des R_a und bewirkt gleichzeitig die gleichstrommäßige (galvanische) Trennung des Lautsprechers vom Anodenstromkreis.

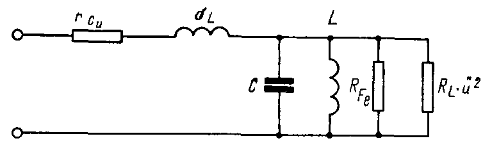


Bild 62. Ersatzschaltbild des Ausgangsübertragers, von der Röhre aus gesehen

Bild 62 macht uns die elektrischen Größen des Ausgangsüberstragers anschaulich. In ihm ist (vereinfacht) dargestellt, wie die Röhre die Primärseite des (belasteten) Ausgangsübertragers „sieht".

R_a ist der transformierte Lautsprecherwiderstand, der

mit dem empfohlenen Wert des Röhrenherstellers übereinstimmen muß. Er berechnet sich (bei Vernachlässigung des Kupferwiderstandes r_{Cu}) mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses des Übertragers, d. h. dem Verhältnis der Windungszahlen auf Primär- und Sekundärseite.

r_{Cu} ist der Kupfer- oder Wicklungswiderstand, der sich aus Drahtlänge und -durchmesser ergibt. C stellt die Wicklungskapazität dar, die nur schwer rechnerisch zu bestimmen ist. Das gleiche gilt auch für die Streuinduktivität σL, die aus der mangelhaften Verkopplung der Primär- und Sekundärwicklung resultiert. Durch geeignete Wicklung gelingt es, σL beträchtlich zu senken (siehe Anhang). R_{Fe} stellt den sogenannten Eisenverlustwiderstand dar, man kann ihn für viele Berechnungen vernachlässigen. $R_L \cdot ü^2$ ist schließlich der mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses multiplizierte „Lastwiderstand“ des Verstärkers, also der Schwingspulenwiderstand o. ä.

Beispiel: Für die Röhre EL 84 wird ein R_a von 5,5 kΩ empfohlen. Der Lautsprecher hat einen Schwingspulenwiderstand von 6 Ω. Wie groß muß das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers sein?

Lösung:

$$ü = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} \approx \sqrt{\frac{5500}{6}} = 30{,}3\,.$$

Diese Rechnung ist nicht exakt, weil der Übertrager eine Kupferwicklung mit einem Ohmschen Widerstand hat (r_{Cu} im Bild). Die an ihr entstehende Sprechleistung geht dem Lautsprecher „verloren“, d. h. muß bei der Berechnung durch reichliche Bemessung des Übertragers berücksichtigt werden.

Während die Anpassung eines Verstärkerausgangs an eine Schwingspule bekannten Scheinwiderstandes relativ einfach ist, gibt es oft Schwierigkeiten bei der Anpassung eines Kraftverstärkers an den Modulationskreis eines zu modulierenden Senders. In diesem Zusammenhang interessiert lediglich die Anodenmodulation der Senderendstufe, weil diese Modulationsart den größten Wirkungsgrad bei A_3-Betrieb und einen sehr großen maximalen Modulationsgrad (bis zu 100 Prozent) ergibt.

Die Primärseite des Modulationstransformators ist, wie üblich, durch den optimalen R_a der NF-Endstufe vorgeschrieben, der sekundäre Anpaßwiderstand berechnet sich

$$\frac{\text{Anodenspannung der Senderöhre}}{\text{Anodenstrom der Senderöhre}}.$$

Die NF-Leistung zur Durchmodulation des Trägers ist

$$\frac{\text{Anodenspannung} \cdot \text{Anodenstrom der Senderöhre}}{2}.$$

Beispiel: Ein Sender mit EL 81 in der Endstufe nehme *60* mA bei *300* V aus dem Netzteil auf. Wie ist sein Modulationstransformator (bei Anodenmodulation) anzupassen, und wie groß ist der Modulationsverstärker auszulegen?

Lösung: Der Modulationsverstärker muß

$$\frac{300 \cdot 0{,}06}{2} = 9\ \text{W}$$

mit Sicherheit abgeben können. Sein Anpaßwiderstand ist

$$\frac{300}{0{,}06} = 5000\ \Omega.$$

6.1 Die Primärinduktivität L

Zur Dimensionierung des Ausgangsübertragers ist die Primärinduktivität L besonders wichtig. Sie muß so groß sein, daß ihr induktiver Blindwiderstand noch keinen fühlbaren Nebenschluß für die Parallelschaltung von R_i und den A u ß e n widerstand R_a bildet. Der

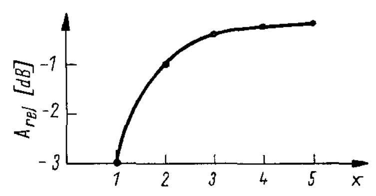


Bild 63. Einfluß X (siehe Text) auf den Abfall bei tiefen Frequenzen (gilt nur für nicht gegengekoppelte Endstufen)

induktive Widerstand ist bei der tiefsten Übertragungsfrequenz am kleinsten, es genügt deshalb, die Berechnung bei dieser Frequenz durchzuführen.

Bild 63 zeigt den Spannungsabfall bei der tiefsten Übertragungsfrequenz in Abhängigkeit vom Verhältnis $x = \frac{2\pi f_u \cdot L}{R_p}$. Da eine größere Induktivität mehr Windungszahlen erfordert, begnügt man sich mit x = 1 bis 3. Durch die Spannungsgegenkopplung der Endstufe wird ja R_i verkleinert, d. h., der Tiefenabfall ist wesentlich kleiner, als sich aus Bild 63 ergibt. Der erste Schritt ist also die Berechnung von L aus den Werten R_a, R_i und f_u.

Beispiel: Wie groß muß die Induktivität des Ausgangsübertragers für eine EL 84 für x = 3 sein? Es sind $R_a = 5{,}5\ k\Omega$, $R_i = 40\ k\Omega$ (lt. Röhrentabelle), $f_u = 30$ Hz. Damit ist

$$R_p = \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i} = \frac{5{,}5 \cdot 40}{5{,}5 + 40} = 4{,}85\ k\Omega.$$

Für die x = 3 berechnet sich die Induktivität L wie folgt:

$$L = \frac{3\ R_p}{2\ \pi f_u} = \frac{4{,}85 \cdot 10^3 \cdot 3}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 30} = 77{,}2\ H.$$

Wichtig ist ferner die Vormagnetisierung des Übertragers durch den Anodenruhestrom (Gleichstrom!). Sie setzt die Induktivität des Übertragers herab und führt zu Verzerrungen, wenn man nicht einen Luftspalt in den Trafoblechen vorsieht (Bild 64). Die einzelnen Kernbleche werden dann „gleichsinnig" geschichtet, d. h. so, daß der Luftspalt durch den gesamten Kern hindurchgeht. Übertrager ohne Luftspalt sind im allgemeinen für Eintakt-Ausgangsstufen unbrauchbar.

Anders ist es mit der Gegentaktendstufe. Beide Teilwicklungen (für jede Anode) sind gegensinnig gewickelt

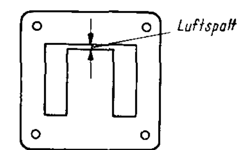


Bild 64.
M-Trafoblech mit Luftspalt

und vom gleichen Anodenruhestrom durchflossen. Dadurch heben sich die Vormagnetisierungen gegeneinander auf. Gegentakt-Ausgangsübertrager können deshalb ohne Luftspalt ausgeführt werden. Die einzelnen Bleche – meist ohne Luftspalt – werden hier meist „wechselsinnig“ gestopft.

Daß der Draht für die anodenseitige Wicklung einen ausreichenden Querschnitt besitzen muß, um den durch ihn fließenden Strom ohne zulässige Erwärmung auszuhalten, ist in beiden Fällen erforderlich.

Im Anhang sind einige Wickelvorschriften und -hinweise für einfache Übertrager angegeben. Es ist jedoch zu empfehlen, das Wickeln nur dann selbst durchzuführen, wenn man die erforderlichen Einrichtungen und die notwendige Erfahrung besitzt, da ein schlecht gewickelter Übertrager das einwandfreie Funktionieren des Verstärkers in Frage stellt.

6.2 Einige Hinweise für das Wickeln

Sehr gut als „Wickelmaschine“ eignet sich eine Handbohrmaschine, die waagerecht mit einer Schraubzwinge auf dem Tisch befestigt wird. Als „Windungszähler“ eignet sich ein Tourenzähler mit mindestens drei Stellen. Der Spulenkörper wird auf einem in die Bohrmaschine (statt des Bohrers) eingespannten Bolzen zwischen zwei Holzplättchen befestigt. Die Drahtrolle sitzt freilaufend auf einer Achse, die parallel zum Spulenkörper in etwa 20 bis 40 cm Abstand befestigt ist.[1])

Gewickelt wird lagenweise, d. h. Windung neben Windung. Das ist unbedingt erforderlich, weil bei einer „wilden“ Wicklung die Spannung zwischen zwei benachbarten Windungen zu groß werden kann (Durchschlag), außerdem nehmen Wickelkapazitäten und Streuinduktivität unkontrollierbar zu.

Je nach Wickelvorschrift wird alle 1 bis 3 Lagen eine Lagenisolation vorgesehen, d. h. eine Lage Lackpapier von angegebener Stärke. Das Papier muß möglichst glatt auf dem Wickel liegen, größere Faltenbildungen sind zu vermeiden. Die Überlappung des Papiers (bei einer Lage etwa 20 mm) soll sich nicht an der Stelle des Spulen-

[1]) Siehe auch Band 9 der Broschürenreihe „Der praktische Funkamateur“: „Praktisches Radiobasteln II“ von K.-H. Schubert.

körpers befinden, über der später das Joch des Übertragerkernes liegt, da der Wickel sonst dort zu dick wird.
Sinngemäß gilt das gleiche für die Wicklungsisolation, die zwischen zwei Wicklungen oder Teilwicklungen liegt. Anfang und Ende von Wicklungen sind möglichst verteilt an beiden Seiten des Wickelkörpers herauszuführen, um ein Auftragen an einer Spulenseite zu vermeiden. Dünne Wicklungsdrähte (kleiner als etwa 0,25 mm) sind an der Einführung zu verstärken, d. h., es wird ein dickerer Draht für Wicklungsanfang und -ende angelötet, die Verbindungsstellen sind durch Rüschrohr zu isolieren.
Auf den fertigen Wickel kommt schließlich noch eine Deckisolation aus Lackpapier (besser Ölleinen), die die Wicklung gegen mechanische Beschädigungen schützt. Besteht die letzte Wicklung aus dickem Draht (Sekundärwicklung), so kann man die Deckisolation bei Platzmangel fortlassen. Zwischen Wickel und Blechsteg ist dann ein Stück Karton zu klemmen, um das Durchscheuern bzw. einen Kurzschluß mit dem Kern zu verhindern.
Im Anhang sind die Daten der wichtigsten Übertragerkerne angegeben.
Es sei nochmals ausdrücklich betont, daß diese spärlichen Hinweise nicht die eigene Erfahrung ersetzen können. Wer noch nie einen Übertrager gewickelt hat, lasse sich entweder von einem erfahrenen Amateur beraten oder beauftrage – soweit möglich – einen Betrieb mit der Aufgabe. Allerdings sind derartige Einzelanfertigungen ziemlich teuer!

In sehr vielen Fällen genügt ein handelsüblicher Übertragertyp den Anforderungen. So weist der im Einzelhandel erhältliche Neumann-Übertrager A 55/U folgende Daten auf:

primärseitige Anschlüsse für $R_a = 3{,}5 - 4{,}5 - 7\ k\Omega$,
sekundärseitige Anschlüsse für $R_L = 2{,}3 - 4 - 15\ \Omega$.

Durch den Einzelhandel bzw. über die GST sind auch Übertrager (evtl. aus älteren Rundfunkgeräten) erhältlich. Über die Geräteherstellerwerke kann man die Daten dieser Übertrager erfahren, notfalls gibt bereits das Empfängerschaltbild einigen Aufschluß. Wichtig ist vor allem die Kenntnis der Induktivität und des Übersetzungsverhältnisses.

7. DIE STROMVERSORGUNG DER VERSTÄRKER

Jedes elektronische Gerät benötigt bekanntlich Energiequellen, sei es als Batterien oder als sogenannter Netzteil. Dies gilt natürlich auch für den Verstärker.

Der Netzteil hat die Aufgabe, aus dem Lichtnetz die für den Betrieb des Verstärkers erforderlichen Heiz-, Anoden- und Hilfsspannungen zu gewinnen. Er muß natürlich auch für die erforderlichen Ströme ausgelegt sein.

Das Herzstück jedes Netzteiles ist meist der Netztransformator. Er liefert die Heizspannung für die Verstärker- und Gleichrichterröhren. Im allgemeinen benötigt man dafür zwei Heizwicklungen, außerdem kann die Heizung von Vor- und Endverstärkerröhren aus getrennten Wicklungen erfolgen.

Auch die Spannungen für die Anoden und Gleichrichterröhren und für die Gleichrichter zur Herstellung der Gittervorspannung — falls das getrennt erfolgt — werden dem Netztransformator entnommen.

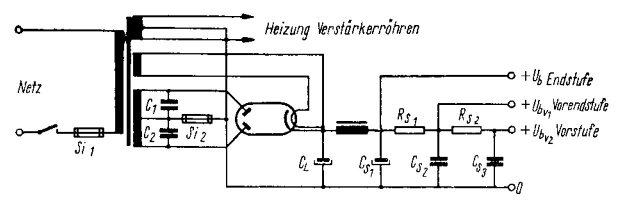


Bild 65. Netzteil mit Sieb- und Entkopplungsgliedern für verschiedene Stufen

Die Anodenbetriebsspannung (Batteriespannung U_b) wird durch Gleichrichtung mit einer Röhre und anschließende Siebung gewonnen. Man verwendet fast ausschließlich Zweiweg-Gleichrichter, um mit relativ geringen Siebmitteln auszukommen. Alle Vorstufen werden über zusätzliche RC-Siebglieder gespeist (Bild 65). Wie man sich vorstellen kann, sind Anfangsstufen eines Verstärkers in bezug auf durch Netzbrummen „verunreinigte" Speisespannung empfindlicher als Endstufen, da ja jeder Wechselstromanteil an der Anode noch verstärkt wird.

Für die Bemessung der Siebung gelten folgende Faustregeln:
Die Brummspannung an der Anode darf jeweils etwa max. 0,1 Prozent der Tonfrequenzspannung betragen.
Gleichspannungen für Vorverstärkerstufen sind im gleichen Maße abzusieben, wie diese Stufen verstärken.

7.1 Die Anodengleichspannung

Das Absinken der gleichgerichteten Spannung bei Belastung ist nicht allein auf den Innenwiderstand von Netztransformator und Gleichrichterröhre zurückzuführen, sondern auch z. T. auf die Funktion des Ladeelkos, der während eines Teiles jeder Periode seine Ladung an den Gleichstrom„verbraucher" abgeben muß. Deshalb verwendet man in Verstärkern, die bei großen Schwankungen des Anodenstroms eine möglichst konstante Batteriespannung benötigen (B-Verstärker) Gleichrichter mit Drosselkette (Bild 66). Mit der älteren Gleichrichterröhre 5 Z 4 erhält man mit 2 × 500 V Wechselspannung und L = 5 H eine Gleichspannung von rund 445 V, die bei I_b = 125 mA erst auf 415 V abgesunken ist. Für große Verstärker, Sender usw. verwendet man gasgefüllte Gleichrichterröhren, die einen vom Strom unabhängigen Spannungsabfall aufweisen (etwa 15 V bei Quecksilberdampffüllung).

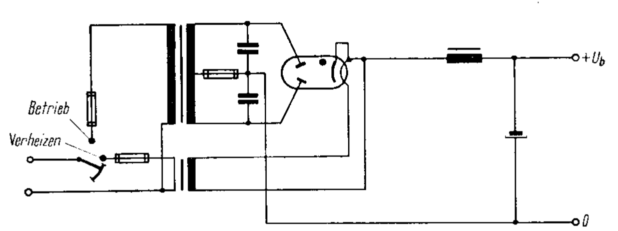


Bild 66. Gleichrichter mit gasgefüllter Röhre und Drosseleingang

Die Gleichspannung am Ausgang des Gleichrichters ist eine komplizierte Funktion der anliegenden Wechselspannung, ihres Innenwiderstandes, der Kapazität des Ladekondensators und des Belastungswiderstandes. Sie läßt sich mit der nach Kammerloher angegebenen Methode berechnen. Viele Amateure besitzen jedoch

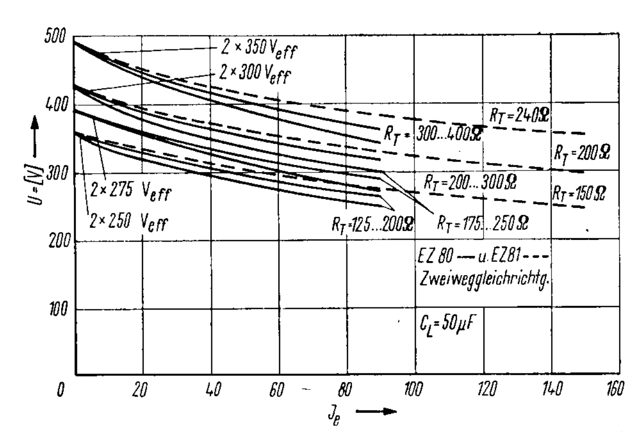


Bild 67. Gleichrichterröhren EZ 80 und 81, Zusammenhang zwischen sekundärer Trafospannung, Gleichspannung und Gleichstrom

nicht die erforderlichen mathematischen Kenntnisse. Deshalb sind im Bild 67 die Gleichspannungen für die Röhren EZ 80 (6 × 5) und EZ 81 unter verschiedenen Arbeitsbedingungen angegeben.

Die Spannung U_b an den Verstärkerröhren ist noch um den Spannungsabfall U_D zu erhöhen, der an der Siebdrossel abfällt. Mit diesem Wert gehen wir — je nach zu verwendender Gleichrichterröhre — in die entsprechende Kurve in Bild 67. Aus den Kurven kann man abschätzen, ob ein handelsüblicher oder evtl. vorhandener Netztransformator verwendet werden kann. Gegebenenfalls ist der Transformator zu berechnen und wickeln zu lassen.

B e i s p i e l : Zum Betrieb eines Kleinverstärkers mit einer Röhre ECL 82 (siehe auch Bild 49) werden 216 V ($U_b + U_g$) bei $I_b \approx 43$ mA benötigt. Den Stromwert runden wir auf 45 mA ab. An der gewählten Siebdrossel D 55/60 (siehe auch Tabelle im Anhang) mit dem Wicklungswiderstand 500 Ω fallen demzufolge ab

$$U_{Dr} = I_b \cdot R_{Dr} = 4{,}5 \cdot 10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^2 = 22{,}5 \text{ V}.$$

Diese Spannung am Gleichrichterausgang muß $U_{gl} = 216 + 22{,}5 = 238{,}5 \approx 240$ V betragen. Wir wollen die Röhre EZ 80 verwenden und gehen mit diesem Spannungswert

in Bild 67. Für $C_L = 50\,\mu F$ und $U_{Tr} = 2 \times 250$ V erhalten wir im Mittel eine Gleichspannung von 290 V. Die Frage ist, wie groß muß die Trafospannung für 240 V Gleichspannung sein?
Wir stellen das Verhältnis auf:

$$\frac{U_{Tr} = 250\ V}{U_{gl} = 290\ V} = \frac{U_{Tr} = x}{U_{gl} = 240\ V}.$$

Durch Auflösen nach x erhalten wir x = 207 V. Das ist der Wert der Wechselspannung, die der Trafo abgeben muß.

7.2 Die Brummspannung und ihre Siebung

Die Brummspannung (Spitzenwert) am Ausgang des Gleichrichters berechnet sich für 50-Hz-Netze annähernd nach der Faustformel

$$U_{br,1} = \frac{I_b}{200 \cdot p \cdot C_L}.$$

Hierin bedeutet neben den bereits bekannten Symbolen „p" die Anzahl der gleichgerichteten Phasen („Wege").
Beispiel: In dem Beispiel des vorangegangenen Abschnitts beträgt die Brummspannung am Eingang der Siebkette

$$U_{br,1} = \frac{4{,}5 \cdot 10^{-2}}{200 \cdot 2 \cdot 5 \cdot 10^{-5}} = 2{,}25\ V.$$

In der anschließenden Siebkette aus Drossel und Siebkondensator wird die Brummspannung wesentlich verkleinert. Den Siebfaktor s (Verhältnis der ungesiebten zur gesiebten Spannung) berechnet man für 50-Hz-Netze zu

$$p^2 \cdot 10^5 \cdot L \cdot C_s;$$

C_s ist dabei der Siebkondensator in F, L die Siebdrossel in H.
Wir setzen das angefangene Beispiel fort:
Mit $C_s = 50\,\mu F$ und der Drossel D 55/60 mit L = 15 H wird der Siebfaktor

$$s = 4 \cdot 10^5 \cdot 15 \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 300.$$

Damit bleibt als Brummspannung am Siebkondensator

$$U_{br,2} = \frac{U_{br,1}}{s} = \frac{2{,}25}{300} = 0{,}75 \cdot 10^{-2}\ V = 7{,}5\ mV.$$

Zur Kontrolle überprüfen wir, ob dieser Wert ausreicht: Die NF-Spannung an der Anode der E(C)L 82 beträgt bei Vollaussteuerung höchstens 200 V; 0,1 Prozent von diesem Wert sind 200 mV. Der errechnete Wert der Brummspannung ist wesentlich kleiner, die Siebung reicht also aus.
Für die Vorstufe (das Triodensystem der ECL 82) wollen wir dennoch ein zusätzliches Siebglied vorsehen.
Der Siebfaktor von RC-Gliedern berechnet sich näherungsweise nach der Beziehung

$$s = p \cdot 314 \cdot R_s C_s.$$

Hierin sind R_s und C_s jeweils in weiten Grenzen wählbar. Meist wird jedoch R_s durch den an ihm entstehenden Gleichspannungsabfall auf einen gewissen Maximalwert begrenzt.
Beispiel: Der Siebwiderstand R_V für das Triodensystem der ECL 82 soll lt. Tabelle 3 20 kΩ betragen. Mit einem Siebkondensator von 8 μF ergibt sich daraus ein Siebfaktor

$$s = 2 \cdot 314 \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 8 \cdot 10^{-6} = 100.$$

Während die Verstärkung des Triodensystems bei etwa 50 liegt. Der Brummabstand würde also weiter verbessert werden, sofern man es nicht vorzieht, einen kleineren Kondensator zu verwenden. Für s = 50 genügt bereits ein 4-μF-Kondensator.

7.3 Erzeugung der Gittervorspannung für die Gegentakt-B-Endstufe

Wie bereits erklärt, muß die Gittervorspannung für B-Endstufen aus getrennten Gleichrichtern gewonnen werden. Bild 68 zeigt eine solche Schaltung mit Selen- oder Ge-Flächengleichrichter. Der Strom, die diesen Git-

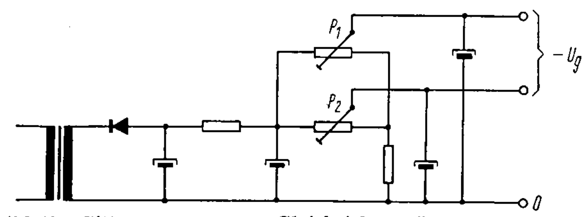


Bild 68. Gittervorspannungs-Gleichrichter für B-Endstufen Verstärker

tervorspannungs-Gleichrichtern entnommen wird, ist sehr gering, deshalb kommt man mit Einweg-Gleichrichtung aus. Auch hier wird die Siebung (stets nur RC-Glieder) so ausgelegt, wie es sinngemäß auch für die Anodenspannungs-Gleichrichter gilt; Brummspannung am Ende der Siebkette maximal 0,1 Prozent der Nutzwechselspannung. Allerdings ist durch die Gegentaktschaltung der Endröhren dieser Wert nicht sonderlich kritisch.
Mit P_1 und P_2 werden die Gitterspannungen jeder Endröhre so eingestellt, daß der korrekte Anodenruhestrom (lt. Tabelle) fließt. Die Potentiometer sind gegen unbefugtes oder zufälliges Verstellen durch einen Lacktropfen zu sichern.
Um zu vermeiden, daß bei Ausfall der Gittervorspannung der Anodenstrom unzulässig hohe Werte annimmt (Gefährdung der Endröhren), kann man die Schutzschaltung nach Bild 69 benutzen. Das Relais Rel hat

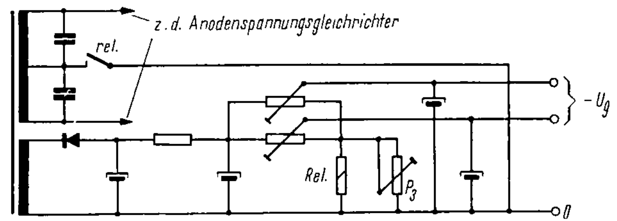


Bild 69. Gittervorspannungs-Gleichrichter mit Blockierungsvorrichtung und Anodenspannung

einen möglichst geringen Ansprechstrom, auf den die Schaltung zu dimensionieren ist. Mit P_3 läßt sich der Ansprechstrom einstellen. Bei Ausfall der Gittervorspannung fällt das Relais ab und unterbricht über seinen Arbeitskontakt die Anodenspannung. Mit einem zusätzlichen Ruhekontakt kann man eine Signallampe o. ä. betätigen.

7.4 Die Heizspannung

Zur Heizspannung läßt sich wenig sagen. Der Sollwert ist vom Röhrenhersteller vorgeschrieben und muß mit maximal ± 7 Prozent eingehalten werden. Maßgebend ist der Wert der Spannung an den Heizfäden der Röhren. Es muß also durch ausreichenden Querschnitt

der Heizleitung dafür Sorge getragen werden, daß der Spannungsabfall an ihr so klein wie möglich bleibt. Unterheizung schadet den Röhren genauso wie Überheizung! Besonders gefährdet sind dabei Röhren mit großen Anodenströmen wie End- und Gleichrichterröhren — sie werden frühzeitig „taub“, besonders bei Unterheizung!

Der in der UKW-Technik übliche Weg, einen Anschluß der Heizung an Masse zu legen, ist bei NF-Verstärkern nicht üblich. Nur bei Endstufen bzw. kleinen Verstärkern mit geringer Spannungsverstärkung kann man einen Pol der Heizung mit der Null-Volt-Leitung verbinden (an der empfindlichsten Röhre). Die Verwendung der Null-Volt-Leitung selbst als Rückleitung für den Heizstrom ist also nicht zu empfehlen (siehe Kapitel 2).

Für Anfangsstufen in hochempfindlichen Verstärkern muß die Heizspannung gegen Null-Volt symmetriert werden. Die Leitung wird verdrillt verlegt (geringes magnetisches Streufeld). Die Symmetrierung erfolgt durch eine an Null-Volt angeschlossene Mittenanzapfung der Heizwicklung (Bild 70) oder durch ein kleines Potentiometer von 100 bis 500 Ω (Bild 71). Hierzu eignen sich die sogenannten IKA-Entbrummer.

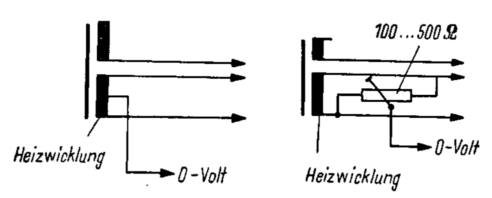


Bild 70 und 71. Verschiedene Möglichkeiten zur Symmetrierung der Heizspannung

Bei der Verstärkung sehr kleiner Spannungen (unter 5 mV) reicht auch diese Maßnahme oft nicht aus. Man muß dann die Röhren mit Gleichstrom heizen. Der hierfür benötigte Gleichrichter ist entweder ein Selengleichrichter oder eine Ge-Flächendiode. Die Siebung erfolgt mit RC-Gliedern, über den Siebfaktor können keine verbindlichen Angaben gemacht werden. Bild 72 zeigt die Schaltung zur Gleichstromheizung von zwei Doppeltrioden (Typ ECC 81, 82 oder 83). Durch die Serienschaltung aller Heizfäden kommt man mit 150 mA

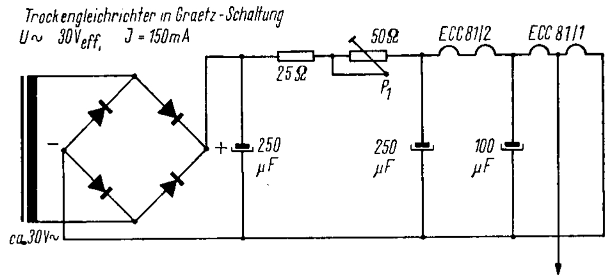


Bild 72. Heizspannungsgleichrichter für 25 V/150 mA

aus, wodurch die Siebmittel kleiner werden als bei der Parallelschaltung (600 mA). P_1 dient zur Einstellung des korrekten Heizstromes. Mit dieser Schaltung lag die Gesamtbrummspannung — bezogen auf den Verstärkereingang — unter 1 bis 2 µV.

8. ANHANG

8.1 Umrechnung vom linearen Verhältnis in Dezibel

dB	$U_1:U_2$	$N_1:N_2$	dB	$U_1:U_2$	$N_1:N_2$
0,1	1,01	1,02	5,0	1,78	3,16
0,2	1,02	1,05	6,0	2,00	3,98
0,3	1,04	1,07	7,0	2,24	5,01
0,4	1,05	1,09	8,0	2,51	6,31
0,5	1,06	1,12	9,0	2,82	7,94
0,6	1,07	1,15	10	3,16	10
0,7	1,08	1,17	12	3,98	15,8
0,8	1,09	1,20	14	5,01	25,1
0,9	1,11	1,23	16	6,31	39,8
1,0	1,12	1,26	18	7,94	63,1
1,2	1,15	1,32	20	10,00	100,0
1,4	1,17	1,38	25	17,8	316
1,6	1,20	1,44	30	31,6	1000
1,8	1,23	1,51	40	100,0	10000
2,0	1,26	1,58	50	316,0	10^5
2,5	1,33	1,78	60	1000,0	10^6
3,0	1,41	2,00	70	3160,0	10^7
3,5	1,49	2,24	80	10000,0	10^8
4,0	1,58	2,51			
4,5	1,67	2,82			

8.2 Theoretischer Wirkungsgrad von NF-Endstufen

Betriebsart	Leistungsabgabe einer einzelnen Röhre	Wirkungsgrad	Bemerkungen
A-Betrieb	während der ganzen Periode	25 (bei Trioden) bis 50 % (bei Pentoden)	
B-Betrieb	während einer halben Periode	78 %, bei Trioden nur bei Aussteuerung ins Gitterstromgebiet annähernd erreichbar	nur Gegentaktschaltung möglich, da Verzerrungen sonst zu hoch; feste Gittervorspannung
AB-Betrieb	zwischen einer halben und der ganzen Periode	zwischen denen des A- und B-Betriebes	ebenfalls nur Gegentaktschaltung möglich

8.3 Handelsübliche Siebdrosseln

Typ	Gleichstrom in mA	Widerstand in Ω	Induktivität in H
D 55/60	60	500	15
D 65/100	100	250	12
D 65/140	140	200	10
D 85/100	100	450	50
D 85/140	140	280	25

(Induktivität und Widerstand können bis zu ± 20 Prozent vom angegebenen Nennwert abweichen.)

8.4 Netztransformatoren zum Selbstbau von Geräten

N 65/50/SE Netztrafo in Sparschaltung, primär 125/220 V; sekundär 1 × 300 V 50 mA; Gleichrichterheizung 4 V 1,1 A; Empfängerröhrenheizung 6,3 V 1,5 A, angezapft bei 4 V 3 A

N 85 U Universal-Netztrafo, primär 2×110 V; sekundär 2 × 280 V 85 mA, angezapft bei 2 × 260 und 2 × 240 V; Gleichrichterheizung 6,3 V 0,9 A, angezapft bei 4 V 1,1 A; Empfängerröhrenheizung 6,3 V 3,8 A

N 102 U Universal-Netztrafo, primär 110/125/220 V; sekundär 2 × 310 V 140 mA, angezapft bei 2 × 280 und 2 × 250 V; Gleichrichterheizung 6,3 V 0,9 A, angezapft bei 4 V 2,2 A; Empfängerröhrenheizung 6,3 V 4,5 A

8.5 **Wickelvorschrift** des streuarmen Ausgangsübertragers zum Verstärker gemäß Bild 50 — mit freundlicher Genehmigung des VEB (K) Elektroakustik Hartmannsdorf:

Kerngröße M 74/32, Bleche mit 0,5 mm Luftspalt wechselseitig gestopft, Wicklungsfolge und Anschlüsse entsprechend Bild 73

Grundisolation 2 × 0,1 mm Lackpapier, gefiedert

Wicklung I: 39 Wdg. 0,8 mm CuL, 1 Lage, Anschlüsse 1 und 2

Zwischenisolation 3 × 0,1 mm Lackpapier, gefiedert

Wicklung II: 1100 Wdg. 0,15 mm CuL, 6 Lagen, Anschlüsse 3 und 4, Lagenisolation nach 550 Wdg. 3 × 0,06 mm Lackpapier

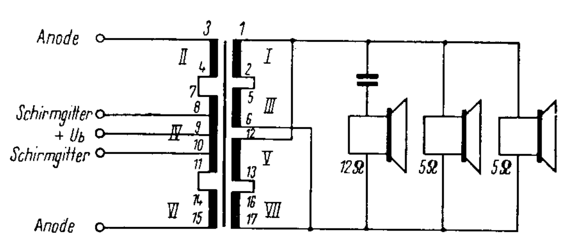


Bild 73. Zur Bauvorschrift des Ausgangsübertragers 8- bis 10-W-Verstärker

Zwischenisolation 3 × 0,1 mm Lackpapier, gefiedert

Wicklung III: wie Wicklung I, Anschlüsse 5 und 6

Zwischenisolation 2 × 0,1 mm Lackpapier, gefiedert

Wicklung IV: 2200 Wdg. 0,15 mm CuL, 12 Lagen, Anschlüsse 7 und 11

Anzapfung bei 650 Wdg. an Anschluß 8
Anzapfung bei 1100 Wdg. an Anschluß 9
Anzapfung bei 1550 Wdg. an Anschluß 10

Lagenisolation 2 × 0,06 mm Lackpapier, gefiedert, nach jeder Anzapfung

Zwischenisolation 2 × 0,1 mm Lackpapier, gefiedert

Wicklung V: wie Wicklung I und III, Anschlüsse an 12 und 13

Zwischenisolation 3 × 0,1 mm Lackpapier, gefiedert

Wicklung IV: wie Wicklung II, Anschlüsse an 14 und 15

Zwischenisolation 3 × 0,1 mm Lackpapier, gefiedert

Wicklung VII: wie Wicklung I, III und V, Anschlüsse an 16 und 17

Deckisolation aus Lackpapier oder Ölleinen

Achtung: Sorgfältig und lagenweise wickeln, Wickelvorschrift genauestens befolgen!

8.6 **Wickelvorschrift** des Ausgangsübertragers zum Gegenparallelverstärker (Bild 48) – mit freundlicher Genehmigung der Redaktion „radio und fernsehen“:
Spulenkörper M 85, Kernmaterial Dyn. Bl. IV ohne Luftspalt, Blechstärke 0,35 mm, wechselseitig gestopft

Wicklung I	965 Wdg. 0,3 CuL
Wicklung II	24 Wdg. 0,9 CuL
Wicklung III	60 Wdg. 0,9 CuL
Wicklung IV	60 Wdg. 0,9 CuL
Wicklung V	24 Wdg. 0,9 CuL
Wicklung VI	965 Wdg. 0,3 CuL

Bild 74. Zur Wickelvorschrift des Ausgangsübertragers im Gegentaktparallelverstärker (S. 59)

8.7 Empfohlene streuarme Wicklungen für Ausgangsübertrager

Die römischen Zahlen kennzeichnen die Wicklungen in ihrer Reihenfolge auf dem Spulenkörper, A bedeutet Wicklungsanfang, E Wicklungsende, $1/3$ P bedeutet, daß die betreffende Wicklung ein Drittel der Windungszahl der gesamten Primärwicklung enthält.

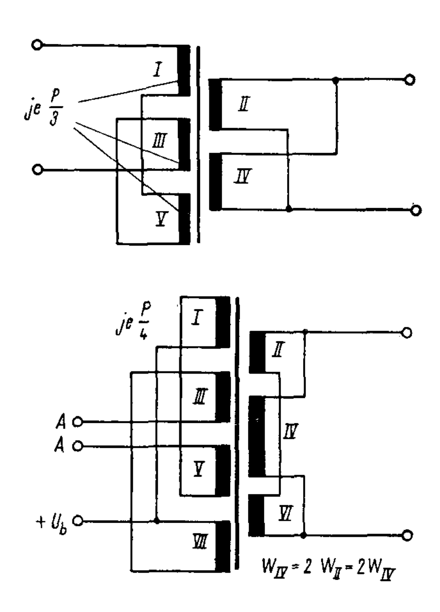


Bild 75 und 76. Empfohlene Verschachtelung der Wicklungen für den Selbstbau streuarmer Ausgangsübertrager

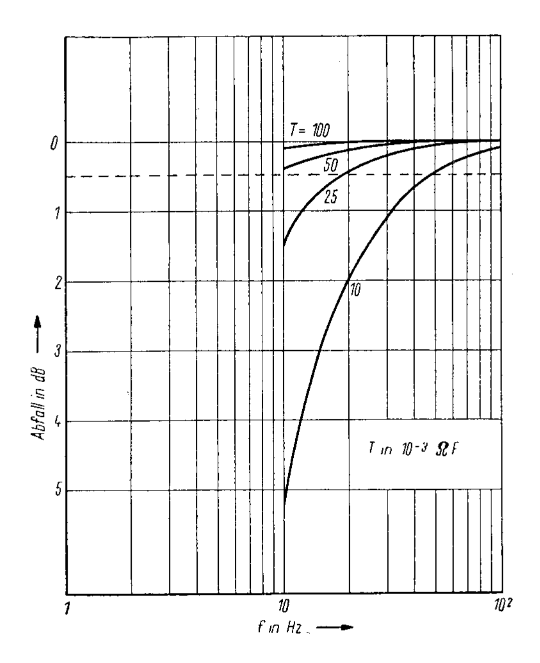


Bild 77. Zur Abhängigkeit der tiefen Frequenzen vom Kopplungsglied (Produkt $R_g \times C_g$ in $10^{-3}\,\Omega$. F bzw. Millisekunden)

8.8 Wichtige Kenngrößen der M-Kerne

	M 42/15	M 55/20	M 65/27	M 74/32	M 85/32	M 102/35	M 102/52
Eff. Eisenquerschnitt in cm²	1,7	3,2	5,2	7,0	9,0	11,5	17,1
Eisenweglänge in cm	10,2	13,0	15,4	17,2	19,7	23,8	23,8
Unterer Windungsumfang in mm	67	90	107	125	136	156	195
Mittlerer Windungsumfang in mm	89	116	138	162	171	198	238
Ausnutzbare Wickelhöhe in mm,							
Draht-∅ < 0,6 mm	6	7,5	9	11	10	12	12
Draht-∅ > 0,6 mm	5,5	7,0	8,5	10,5	9,5	11	11
Eisenmasse in kg	0,12	0,3	0,6	0,9	1,3	2,0	3,0
Typenleistung in VA	4	12	25	40	60	120	180
Max. Stromdichte in A mm²	4,8	3,7	3,0	2,7	2,4	2,6	2,3

9. Literaturhinweise

Diefenbach, Werner W.: Verstärkerpraxis; Verlag für Radio-, Foto-, Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1954.

Herrmann, G., und Sachs, H.: Der Gegenparallel-Verstärker; „radio und fernsehen" 17 (1957).

Kunze, Fritz: Röhreninformationen; „radio und fernsehen", 1954 bis 1960.

Rocktäschel, Jürgen: Ein 100-W-Verstärker mit 2 × EL 34; „radio und fernsehen" 10 (1959).

Streng, Klaus K.: Röhrenbestückte Phasenumkehrstufen; „funkamateur" 2 (1961).

Röhrenringbücher des VEB Werk für Fernsehelektronik.

Valvo-Handbuch für Rundfunk- und Fernsehröhren 1959/60.

INHALT

1. Die Einteilung der NF-Verstärker 6
   1.1 Der Frequenzbereich der NF-Verstärker . . 7
   1.2 Die nichtlinearen Verzerrungen 10
   1.3 Die Dynamik 12

2. Allgemeine Hinweise für den Selbstbau 13
   2.1 Die frequenzabhängigen Glieder des Verstärkers 18

3. Der Vorverstärker 22
   3.01 Warum Vorverstärker? 22
   3.02 Impedanzwandler 24
   3.03 Vorverstärkerstufen 27
   3.04 Gewinnung der Gittervorspannung 28
   3.05 Die Schirmgitterspannung 29
   3.06 Die Anfangsstufe mit Triode 30
   3.07 Anfangsstufen mit Pentoden 33
   3.08 Anfangsstufen mit Kaskoden 33
   3.09 Die Gegenkopplung im Vorverstärker . . 37
   3.10 Die Lautstärkereglung 39
   3.11 Mischregler 41
   3.12 Schaltungen zur Klangbildbeeinflussung . 43

4. Verstärker für kleine Leistungen 46
   4.1 Die Gegentakt-A-Endstufe 48
   4.2 Die Katodynschaltung 50
   4.3 Phasendrehende Stufe mit v = 1 51
   4.4 Die Gegenkopplung im Endverstärker . . . 53
   4.5 Die Ultralinearschaltung 56
   4.6 Spezialschaltungen der Endstufe 57

5. Verstärker für große Leistungen 62
   5.1 Der AB-Gegentaktverstärker 63
   5.2 Der B-Gegentaktverstärker 65
   5.3 Die Gittervorspannung bei der Gegentakt-B-Endstufe 66
   5.4 Gegentakt-B-Endstufen mit Gitterstrom . . 68
   5.5 Hinweis auf die Sicherheitsbestimmungen . 73
   5.6 Verstärker für stereophonische Wiedergabe . 74

6. Der Ausgangsübertrager 76
6.1 Die Primärinduktivität L 78
6.2 Einige Hinweise für das Wickeln 80

7. Die Stromversorgung der Verstärker 82
7.1 Die Anodengleichspannung 83
7.2 Die Brummspannung und ihre Siebung . . 85
7.3 Erzeugung der Gittervorspannung für die Gegentakt-B-Endstufe 86
7.4 Die Heizspannung 87

8. Anhang 90

9. Literaturhinweise 97

TECHNISCHE STECKBRIEFE

Die Funkstation RBM

Die Verwendung der Funkstation:

Die Funkstation RBM ist eine KW-Sende-Empfangsstation mit den Betriebsarten Telegrafie und Telefonie und kann beweglich oder stationär eingesetzt werden.
Die Station kann fernbesprochen werden. Sie wird von zwei Funkern transportiert und bedient.

Taktisch-technische Angaben der Station:

Die Funkstation besteht aus dem Gerätetornister, dem Batterietornister, der Funkertasche und einer Stoffhülle für das Antennensystem.
Der Gerätetornister (Sender-Empfänger) hat die Maße 345×195×260 mm und wiegt 13 kp. Der Batterietornister hat die gleichen Maße und wiegt 14 bis 16 kp.
Der Wellenbereich des Senders sowie des Empfängers umfaßt die fixierten Wellen 60 bis 200, das sind 1,5–5 MHz. Er ist in zwei Wellenbereiche eingeteilt, und zwar:

1. Grobstufe: Welle 110 bis 200 (2,75–5 MHz);
2. Grobstufe: Welle 60 bis 110 (1,5–2,75 MHz).

Zur Station gehören folgende Antennenarten:

a) Steckantenne aus sechs Stäben mit Stern, Höhe 1,8 m;

b) Dipolantenne mit einer Gesamtlänge von 34 m;

c) 7-m-Mastantenne mit Stern.

Es besteht auch die Möglichkeit, mit anderen Antennenarten zu arbeiten.

Die Ausgangsleistung des Empfängers ist für ein Paar hochohmige Kopfhörer und das niederohmige Telefon des Handapparates berechnet. Außerdem ist die Ausgangsleistung so berechnet, daß über eine Doppelleitung bis 3 km empfangen werden kann.

Die Funkstation RBM ist mit 3 Röhren SO-257, 5 Röhren 2K2M und einer Röhre SB-242 oder SO-242 bestückt. Als Stromquelle für den Sender—Empfänger werden entweder ein Sammler Typ 2NKN24 und 3 Stück 80-V-Anodenbatterien oder zwei Sammler Typ 2NKN24 mit Zerhacker WPR verwendet. Die Kapazität der Stromquellen ermöglicht einen ununterbrochenen Betrieb bei Verwendung von Anodenbatterien für 30 Stunden und bei Verwendung des Zerhackers für 12 Stunden.

Das Gesamtgewicht der Station mit Dipolantenne beträgt 42 kg.

Die UKW-Verkehrsfunkstation UV-15

Die Verwendung der Station:

Die Station UV-15 des VEB Funkwerk Dresden wird für den Sprechfunkverkehr in der sozialistischen Landwirtschaft, in der Industrie, im Bergbau, im Transportwesen und für Sonderzwecke eingesetzt. Sie ist mit 15 W Leistung eine Nachfolgestation der Verkehrsfunkstation UV-10. Sie kann fahrbar und stationär eingesetzt werden.

Taktisch-technische Angaben:

Die Station eignet sich nur für den Sprechfunkverkehr, da sie lediglich für die Betriebsart A3 (Telefonie, frequenzmoduliert) ausgelegt ist. Ihre Sendeleistung beträgt etwa 15 W. Der im Bedienungsteil untergebrachte Druckkammerlautsprecher kann gleichzeitig als Mikrophon benutzt werden. Die Station kann für den Batteriebetrieb vorgesehen oder an ein gewöhnliches Wechselstromnetz angeschlossen werden. Im Gerät befindet sich ein Tonrufgenerator, mit dem eine oder mehrere Gegenstationen gerufen werden können. Das Bedienungsteil vereinigt auf einer Frontplatte alle Bedienungs- und Kontrollorgane. Wenn das Bedienungsteil als Tischgerät ausgeführt ist, kann es jedoch nur als Wechselsprechgerät verwendet werden. Zu dem universellen Bedienungsteil gehört ein Handapparat. Die Station arbeitet mit maximal 10 quarzstabilisierten Festfrequenzen, die mit einem Kanalschalter geschaltet werden. Die Frequenzen liegen im 10-m-Band, im 4-m-Band und im 2-m-Band. Der gegenseitige Abstand zweier

Kanäle beträgt mindestens 50 kHz. Zu der Station, wie sie bis jetzt beschrieben wurde, kann außerdem ein tragbares Gerät benutzt werden. Dieses Sprechfunkgerät ist entschieden leichter, es gibt eine Sendeleistung von 0,2 W bis 1 W (entsprechend der Stromversorgung), arbeitet auf gleichen Festfrequenzen wie die 15-W-Anlage und ist nur für den Wechselsprechverkehr geeignet.

Redaktionsschluß: 8. November 1961

Lektor: Sonja Topolov

Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin

Zeichnungen: Hildegard Seidler, Berlin

Umschlaggestaltung: Paul Schubert, Berlin

Lizenz-Nummer: 545/11/62 — 650/1244

Preis: 1,90 DM



Preis: 1,90 DM

VERLAG SPORT UND TECHNIK